

S. JOHN

Siemens & Halske AG, Karlsruhe
Wernerwerk für Meßtechnik

Der Schwingkreisverstärker

DK 621.375:621.317.7.3.083.5

Nach einer kurzen Übersicht über die verschiedenen Ausführungen der Meßverstärker wird zunächst das Meßprinzip des „kleinen Meßverstärkers“ beschrieben. Es beruht auf einer transistorisierten Spannungs- oder Stromkompensationsschaltung mit Nullgalvanometer. Der Verstärker ermöglicht die Registrierung kleiner Ströme (40 μ A) und Spannungen (6 mV). Um größere Ausgangsleistungen zu erreichen, erhält der Verstärker eine Transistor-Leistungsstufe nachgeschaltet. In dieser Anordnung wird er hauptsächlich in der Drehmomentkompensationsschaltung verwendet, die eine galvanische Trennung von Eingangs- und Ausgangskreis ermöglicht. Ein Hauptanwendungsgebiet ist die Fernmeßtechnik.

Der Schwingkreisverstärker gehört zur Gruppe der Meßverstärker und hat die Aufgabe, kleine Ströme oder Spannungen so umzuformen, daß sie für eine Anzeige, Registrierung, Zählung oder Meßwertverarbeitung geeignet sind. Dabei soll die Steuerleistung des Verstärkers möglichst klein sein, das heißt, die Meßquelle soll möglichst wenig belastet werden.

Man unterscheidet bei den Gleichstrom-Meßverstärkern Verstärker mit Nullgalvanometer und Verstärker mit Strom- oder Spannungsgegenkopplung. Die Verstärker mit Nullgalvanometer arbeiten entweder mit Strom- oder Spannungs- oder mit Drehmomentkompensation. Zu den Verstärkern der zweiten Gruppe gehören die Trägerfrequenzverstärker, die galvanisch gekoppelten Verstärker sowie die Magnetverstärker.

Die verschiedenen Ausführungen der erstgenannten Verstärker, die es in großer Anzahl gibt, unterscheiden sich im wesentlichen durch die Art ihres Abgriffes, der zur Einregelung des Kompensations- oder Laststroms dient. Es gibt Verstärker mit photoelektrischem Abgriff, mit kapazitivem Abgriff, mit induktivem NF-Abgriff und mit induktivem HF-Abgriff. Die Art des Abgriffes ist mitbestimmend für die maximal erreichbare Empfindlichkeit des Verstärkers und für seinen kleinsten Meßbereich.

Zu den Abgriffen, mit denen man die größte Empfindlichkeit erreicht, gehört der photoelektrische Abgriff; er ermöglicht die Ausnutzung kleinster Winkeldrehungen für das Nullgalvanometer, die mit Hilfe eines Lichtstrahls leicht in die erforderlichen Steuerbewegungen für das Einregeln des Kompensationsstroms umgesetzt werden können. Als nachteilig für den lichtelektrischen Verstärker wirkt sich die relativ niedrige Lebensdauer der Lichtquelle aus.

Der kapazitive und der induktive Abgriff erfordern zwar einen etwas größeren Regelwinkel, vermeiden aber eine besondere Lichtquelle. Sie benötigen allerdings eine verhältnismäßig große Verstärkung für den einzusteuern den Kompensationsstrom, da der im Abgriff auftretende Regelstrom wegen seiner Rückwirkung auf das Nullgalvanometer kleingehalten werden muß.

Der Schwingkreisverstärker hat einen induktiven HF-Abgriff, kommt mit relativ kleinem Regelweg aus, verursacht praktisch keine Rückwirkung auf das Nullgalvanometer und liefert einen ausreichen-

den Kompensationsstrom. Zunächst sei die Anwendung des Schwingkreisverstärkers in der Spannungs- und Stromkompensationsschaltung behandelt.

Die selbsttätige Spannungs-kompensationsschaltung (nach Schnitzler) oder das selbsttätige Stromkompensationsverfahren (nach Merz und Stanek) wird in der Meßtechnik dann angewendet, wenn dem Meßkreis gar keine oder nur eine sehr kleine Leistung entzogen werden darf, das heißt, wenn zum Beispiel die Leistungsaufnahme von Verstärkern nach dem Drehmoment-Kompensationsverfahren das Meßergebnis infolge Belastung des Meßkreises fälschen würde. Zu den Meßgeräten, bei denen nur eine sehr kleine Belastung des Meßkreises zulässig ist, gehören Thermoelemente, Strahlungspyrometer, Elektrodenketten, Meßbrücken usw. Gegenüber dem Drehmomentkompensationsverfahren hat die Spannungs- oder Stromkompensation allerdings den Nachteil, daß eine galvanische Trennung zwischen Eingangskreis und Ausgangskreis des Verstärkers nicht gegeben ist.

1. Schwingkreisverstärker mit Spannungs-kompensation

Die grundsätzliche Schaltung eines Spannungs-kompensators (K-Schaltung) ist im Bild 1 angegeben.

Die zu messende Spannung u_x ist über die Rähmchenwicklung des Nullgalvanometers G dem Vergleichswiderstand R_N parallelgeschaltet. Von dem Galvanometer wird über den Verstärker der Strom I so eingeregelt, daß der Spannungsabfall am Widerstand R_N gleich der Meßgröße u_x ist; es gilt also

$$u_x = u_k = I R_N$$

Der Strom I ist also bei festem R_N ein Maß für die Meßgröße; er kann beispielsweise über eine galvanisch durchgeschaltete Fernleitung übertragen und mit Hilfe eines Strommessers angezeigt werden. Sein Wert ist unabhängig von der Hilfsspannung, dem Verstärkungsgrad des Verstärkers und von der Bürde des Außenkreises, soweit die Regelfähigkeit des Verstärkers genügend groß bleibt. Man spricht in diesem Fall von einem „eingepägten“ Strom.

Bei der bisherigen Betrachtung des Spannungs-kompensators wurde angenommen, daß die Messung für den Meßkreis verlustfrei erfolgt; das setzt voraus, daß das Drehspulgalvanometer richtkraftlos ist,

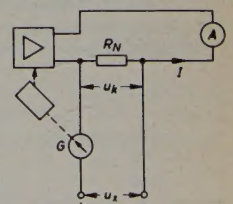


Bild 1. Spannungs-kompensationsschaltung mit Nullgalvanometer; u_x zu messende Spannung, u_k Kompensationsspannung, G Galvanometer mit Rähmchenwicklung, R_N Vergleichswiderstand, I Kompensationsstrom, A Strommesser

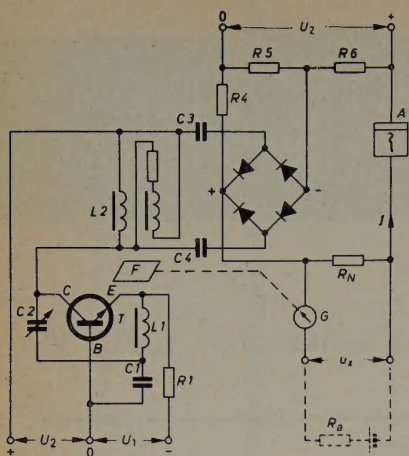


Bild 2. Prinzipschaltung eines transistorbestückten Schwingkreisverstärkers (K-Schaltung); U_1 Emitter-, U_2 Kollektorspannung, T Transistor, $L1$, $C1$ Reihenresonanzkreis, $L2$ Rückkopplungsspulen, F Regelfahne, G Galvanometer, $C3$, $C4$ Ankopplungskondensatoren, R_N Kompensationswiderstand, $R4$, $R5$, $R6$ Widerstandskombination für Vorstrom, R_d Meßquellenwiderstand

keine Reibung hat und daß auch von der Regeleinrichtung keine Rückwirkung auf das Galvanometer erfolgt. In Wirklichkeit treffen diese Voraussetzungen jedoch nicht zu. Die Schaltung nach Bild 1 ist nicht verlustfrei. Infolgedessen tritt bei den praktisch ausgeführten Kompensatoren ein Übersetzungs- oder Empfindlichkeitsfehler auf, der zur Folge hat, daß der Betriebswiderstand des Kompensators in der K-Schaltung — entsprechend dem Innenwiderstand eines Meßinstruments — nicht unendlich groß ist und daß ferner der Widerstand der Meßquelle für einen noch zugelassenen Empfindlichkeitsfehler nur einen begrenzten Wert haben darf. Die Größe dieser Kenndaten hängt für den Kompensator außer von der Güte des Meßsystems noch von dem verwendeten Regelabgriff ab; beide Faktoren bestimmen auch die maximal erreichbaren kleinsten Meßbereiche.

Bevor die wichtigsten Kenndaten und Meßbereiche für den Schwingkreisverstärker angegeben werden, sei zunächst die Schaltung eines praktisch ausgeführten Schwingkreisverstärkers in der Transistortechnik näher beschrieben (Bild 2).

Der eigentliche Transistorschwingkreis wird von den beiden Teilspannungen U_1 und U_2 gespeist. Im Emitterbasiskreis des Transistors liegt der Reihenresonanzkreis $L1$, $C1$. Der Kollektorkreis enthält die beiden Spulen $L2$, von denen die linke Spule die eigentliche Rückkopplungsspule ist, während die rechte Spule eine Gegenkopplung bewirkt. Diese Spulenanordnung dient zur Linearisierung der Regelkennlinie. Zwischen den beiden Spulen bewegt sich die Regelfahne F , die von dem richtkraftlosen Galvanometer G gesteuert wird. Die Spulenanordnung und die Regelfahne bilden zusammen den Regelabgriff. Die über den Abgriff gesteuerte Hochfrequenz wird über die Kondensatoren $C3$ und $C4$ abgenommen und mit Hilfe einer Brückenschaltung gleichgerichtet. Dieser Gleichstrom ist nun der Ausgangs- und Kompensationsstrom I , der an dem Widerstand R_N die Kompensationsspannung $u_k = I \cdot R_N$ erzeugt, die gleich der Meßspannung u_x ist. Die an den Gleichrichter angeschlossene Widerstandskombination $R4$, $R5$, $R6$, die ebenfalls von der Teilspannung U_2 gespeist wird, dient zur Erzeugung eines Vorstroms. Er soll bei Spannungsmessungen in einer Stromrichtung die Regelfahne in eine günstigere Lage der Regelcharakteristik bringen und bei Spannungsmessungen mit wechselndem Vorzeichen die Nullage des Kompensationsstroms in die Mitte des Regelbereichs der Schwingungsschaltung verlegen. Der Spannungsabfall am Widerstand $R6$ bestimmt dabei die Höhe der gewünschten Vorspannung, während der hochohmige Widerstand $R4$ die maximale Größe des negativen Ausgangsstroms I begrenzt.

Der beschriebene Kompensator liefert einen maximalen Ausgangsstrom von etwa 2,5 mA bei 1000 Ω Bürde oder von $\pm 1,25$ mA bei wechselnder Richtung der Meßspannung und 1000 Ω .

Tab. I. Maximaler Quellenwiderstand und Betriebswiderstand bei verschiedenen Meßbereichen

Meßbereich	Maximaler Quellenwiderstand	Betriebswiderstand
[mV]	[Ω]	[k Ω]
6	20	30
60	1 800	600
400	18 000	2000

Für die verschiedenen Meßspannungen, die mit dem Schwingkreisverstärker in K-Schaltung erfaßt werden können, sind in Tab. I für einige Beispiele der zugehörige Betriebswiderstand des Verstärkers (Innenwiderstand des Verstärkers) und der Quellenwiderstand der Meßquelle (Außenwiderstand des Meßkreises) zusammengestellt.

2. Schwingkreisverstärker mit Stromkompensation

Will man mit Hilfe des Schwingkreisverstärkers an Stelle einer Spannung einen Strom möglichst leistungslos messen, dann kann man die sogenannte Saugschaltung anwenden. Bei dieser Schaltung kommt es darauf an, den Betriebswiderstand des Verstärkers möglichst gleich Null zu machen, um eine annähernd verlustfreie Strommessung durchführen zu können. Die Prinzipschaltung für diese Meßanordnung ist in Bild 3 skizziert. Der Meßstrom i_x fließt über die Widerstände R_v und R_N , während der Kompensationsstrom I über den Widerstand R_N in entgegengesetzter Richtung geführt wird. Im abgeglichenen Zustand ist der Spannungsabfall an R_v dem Spannungsabfall an R_N entgegengesetzt gleich.

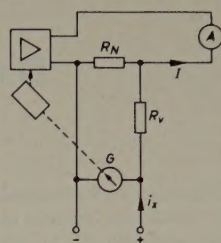


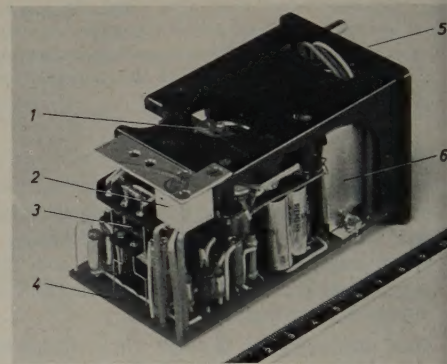
Bild 3. Stromkompensationsschaltung mit Nullgalvanometer; i_x Meßstrom, I Kompensationsstrom, R_N Vergleichswiderstand, R_v Vorwiderstand, G Galvanometer mit Rähmchenwicklung

$$i_x \cdot R_v = (I - i_x) R_N$$

$$I = i_x \frac{R_v + R_N}{R_N}$$

Im Idealfall fließt also kein Strom über das Galvanometer, der innere Widerstand des Kompensators ist Null, das heißt, der Strom i_x wird leistungslos

Bild 4. Schwingkreisverstärker ohne Schutzkappe; 1 Drehschaltwerk, 2 Transistor, 3 Regelfahne zwischen den HF-Spulen, 4 Grundplatte mit geätzter Schaltung, 5 Anschlußstecker, 6 Netztrafo



gemessen. Der Ausgangsstrom I ist ein Maß für den Meßstrom i_x ; er kann als „eingepprägter Strom“ zur Anzeige oder zur Registrierung verwendet werden.

Ebenso wie bei der Spannungskompensationsschaltung ist aber auch diese Meßanordnung nicht verlustfrei. Infolge der Stördrehmomente (Reibung, Drehmoment der Zuführungsfedern, Rückwirkung des Regelabgriffs) tritt ein kleiner Reststrom über das Steuergalvanometer auf, der zu endlichen Werten für den Betriebswiderstand des Kompensators führt. Man muß also auch hier den Übersetzungs- oder Empfindlichkeitsfehler des Meßgeräts berücksichtigen. In Tab. II sind für verschiedene Meßbereiche die Größen des Meßquellenwiderstandes und des Betriebswiderstandes zusammengestellt.

Tab. II. Minimaler Quellenwiderstand und Betriebswiderstand bei verschiedenen Meßbereichen

Meßbereich	Minimaler Meßquellenwiderstand	Betriebswiderstand
[μ A]	[Ω]	[Ω]
40	2000	2
100	200	0,4
400	15	0,1

Der Meßfehler des Schwingkreisverstärkers ist etwa 0,3...0,5%, seine Einstellzeit ist abhängig vom Meßbereich und der angeschlossenen Bürde; sie liegt zwischen 0,1 und 0,3 s. Der Verbrauch des Verstärkers ist etwa 2,5 VA.

Bild 4 zeigt einen ausgeführten Verstärker ohne Schutzkappe. Er enthält den Netzanschluß, das Drehschaltwerk, den

HF-Schwingkreis, den Transistor und eine geätzte Schaltung, auf der sämtliche erforderlichen Bauelemente montiert sind. Die Verwendung eines Transistors an Stelle einer Röhre ermöglicht es, den Platzbedarf des Verstärkers so klein zu halten, daß er ohne Schwierigkeiten in praktisch alle gängigen Schreibertypen eingebaut werden kann. Aus diesem Grund ist der Verstärker auch steckbar ausgeführt. Die Transistortechnik bringt dabei noch weitere Vorteile mit sich. Bei Fortfall der Röhrenheizung wird weniger Verlustwärme erzeugt, und der Leistungsverbrauch wird kleiner. Der Verstärker ist nach dem Einschalten sofort betriebsbereit; seine Lebensdauer wird nach den vorliegenden Erfahrungen etwa drei- bis viermal so hoch sein wie bei röhrenbestückten Geräten. Mit Hilfe eines kleinen transistorisierten Zerkhackers ist er außerdem an eine Batterie anschließbar, so daß keine Abhängigkeit von der Netzspannung mehr besteht.

In einem Schreiber eingebaut, ermöglicht der Verstärker bei Verwendung eines Vielfachinstruments die Aufzeichnung sämtlicher Spannungen und Ströme, die mit diesem Instrument gemessen werden können.

3. Verstärker in der Drehmomentkompensationsschaltung

In den Fällen, in denen eine etwas größere Belastung der Meßquelle zulässig ist, verwendet man den Verstärker vorzugsweise in der Drehmomentkompensationsschaltung. Sie hat den Vorteil, daß eine einwandfreie galvanische Trennung von Eingangs- und Ausgangsmeßkreis möglich ist. Entsprechende Anwendungsfälle liegen hauptsächlich in der Fernmeßtechnik bei der Verstärkung der Meßströme der Empfangsgeräte vor, wobei besonders für die Summenbildung die galvanische Trennung der Meßkreise erwünscht ist. Da in dieser Technik überwiegend höhere Ausgangsleistungen von seiten der Verstärker gefordert werden, wurde an den beschriebenen Schwingkreisverstärker eine Transistor-Leistungsstufe angeschlossen, die es gestattet, erheblich größere Ströme bei höheren Widerstandswerten des Ausgangskreises zu entnehmen. Selbstverständlich ist diese Leistungsstufe auch für die Spannungs- und Stromkompensationsschaltung verwendbar.

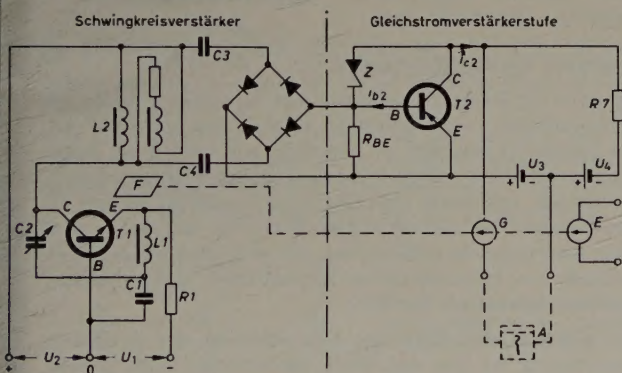
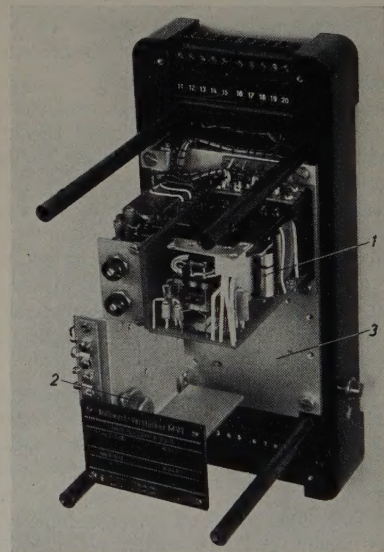


Bild 5. Prinzipschaltung eines Schwingkreisverstärkers mit Transistor-Leistungsstufe (Drehmomentkompensation); U_3 Kollektoremitterspannung, U_4 Kompensationsspannung, T2 Leistungstransistor, Z Zenerdiode, R7 Kompensationswiderstand, G Kompensationsrähmchen und E Eingangsrahmchen des Galvanometers

Bild 6. Schwingkreisverstärker mit Transistor-Leistungsstufe im Einheitsgehäuse (ohne Kappe); 1 Schwingkreisverstärker, 2 Leistungstransistor, 3 schwenkbare Montageplatte



Die Prinzipschaltung für einen Verstärker mit Drehmomentkompensation zeigt Bild 5. Als Eingangsstufe dient der bereits beschriebene Schwingkreisverstärker in unveränderter Form. Der mit Hilfe der Schwingung eingeregelter Gleichstrom wird nun nicht als Kompensationsstrom benutzt, sondern der Gleichstromverstärkerstufe zugeführt; er steuert dort den Leistungstransistor T2 in Emitterschaltung. Für den verstärkten Kollektorstrom dieses Transistors gilt

$$i_{c2} = \frac{h_k}{1 + h_l \cdot R_A} \cdot i_{b2},$$

wobei h_k der Kurzschlußverstärkungsfaktor, h_l der Ausgangsleitwert, R_A der Widerstand des gesamten Außenkreises und i_{b2} der Basisstrom ist. Der Kollektorstrom wird nun über das Kompensationsrähmchen des Galvanometers G und gegebenenfalls über eine vorhandene Fernleitung dem Anzeige- oder Registrierinstrument A zugeführt.

Da der Transistor T2 auch schon beim Basisstrom $i_{b2} = 0$ einen Kollektorruhestrom hat, ist es notwendig, diesen Strom zu kompensieren. Das geschieht mit Hilfe der Spannung U_4 , die über den Widerstand R7 einen Vorstrom für den Außenkreis liefert, der das Kompensationsrähmchen in entgegengesetzter Richtung durchfließt wie der Kollektorstrom.

Die Spannung U_3 speist den Kollektoremitterkreis. Sie ist so bemessen, daß einmal die maximal zulässige Kollektorspannung nicht überschritten wird, andererseits ein genügend hoher Meßstrom für die üblichen Bürden zur Verfügung steht. Die zu dem Basis Kollektorkreis von T2 parallelgeschaltete Zenerdiode Z dient zum Schutz des Transistors gegen Überspannungen, die beim Auftrennen der Fernleitung entstehen können.

Die Kompensationsspannung für den Kollektorstrom hat gleichzeitig noch die Aufgabe, bei Meßgrößen wechselnder Energierichtung einen Ausgangsstrom mit negativem Vorzeichen zu liefern. Zu diesem Zweck wird der Widerstand R7 so bemessen, daß er den gewünschten maximalen negativen Ausgangsstrom zuläßt. Der Schwingkreisverstärker mit nachgeschaltetem Leistungstransistor ist in dem normalen Bürdenbereich höher belastbar als sein Vorgänger mit Röhrenbestückung.

Bei einer Energierichtung können bis zu einem Bürdenwiderstand von 200 Ω Ausgangsströme von maximal 60 mA und bei 1000 Ω solche von maximal etwa 30 mA entnommen werden. Bei einer Bürde von 2000 Ω stehen nur noch etwa 15 mA zur Verfügung.

Bei wechselnder Energierichtung sind folgende Werte möglich: für 200 $\Omega \pm 20$ mA, für 1000 $\Omega \pm 12$ mA, für 2000 $\Omega \pm 8$ mA. Der Linearitätsfehler eines solchen Verstärkers liegt bei $\pm 0,3\%$, der Temperaturfehler bei $\pm 0,5\%$ für 10°C .

Die Einstellzeit hängt von der Höhe der Bürde ab und ist $\geq 0,1$ s, der Leistungsverbrauch ungefähr 10 VA.

Bild 6 zeigt den Verstärker, eingebaut in ein geschlossenes Gehäuse (ohne Kappe). Als Grundelement dient der Schwingkreisverstärker

im Bild 4; auf der linken Seite des Gehäuses befindet sich der Netztrafo und darunter die Leistungstransistorstufe mit dem erforderlichen Kühlblech. Der unter dem Schwingkreisverstärker noch frei verfügbare Platz ist für die Anordnung weiterer Meßwerke vorgesehen. Auf der Rückseite der schwenkbar angeordneten Montageplatte sind der Gleichrichter und die Glättungskondensatoren für den Netzanschluß untergebracht. In der Mitte links erkennt man die Regelfahne zwischen den HF-Spulen.

Die gegenüber der bisherigen Ausführung mit Röhren erreichten kleineren Gehäuseabmessungen wurden auch bei diesem Verstärker erst mit Hilfe der Transistortechnik möglich, deren weitere Vorzüge (keine Heizung, sofortige Betriebsbereitschaft, längere Lebensdauer) bereits in dem vorhergehenden Abschnitt genannt wurden.

Schrifttum

- [1] Merz, L.: Theorie des selbstkompensierenden Gleichstromverstärkers mit direktwirkender mechanischer Steuerung. Arch. Elektrotechn. Bd. 31 (1937) Nr. 1, S. 1–23
- [2] Brandenburger, L.: Meßumformer mit Spannungs-, Strom- und Drehmomentkompensation. Arch. techn. Messen, V 3824-2
- [3] John, S.: Die elektronische Fernmessung in der Starkstromtechnik. Elektronik Bd. 8 (1959) Nr. 10, S. 299–305

(eingegangen am 22. April 1960)

Die in Radarsendern als HF-Generator meistens verwendeten Magnetrons benötigen zu ihrer Tastung einen Hochspannungs-Leistungsimpuls, um den Sendeimpuls zu erzeugen. Den Hochspannungsimpuls erhält man durch Entladen einer Kapazität oder einer Induktivität, die in den relativ langen Impulspausen wieder aufgeladen wird. In der Praxis durchgesetzt hat sich nur die Verwendung einer Kapazität als Energieträger. Die direkte Aufschaltung eines geladenen Kondensators auf das Magnetron mittels eines geeigneten Hochspannungsschalters (Hochvakuumröhre) führt zum Kondensator-Impulsgenerator, dessen Aufwand im eigentlichen Impulskreis recht gering ist, der jedoch eine höhere Versorgungsspannung als die Impulsspannung benötigt und durch die maximale Schaltleistung der Röhre in seiner Tastleistung begrenzt ist.

1. Allgemeines über Leistungsimpuls-Schaltungen

1.1 Definition und Anwendungsgebiet

Unter den vielen Formen und Arten von Impulsen, deren Erzeugung und Anwendung in der Elektronik bekannt sind, sollen als Hochspannungs- oder Hochleistungsimpulse solche verstanden werden, die einen nennenswerten und hinreichend genau definierten Leistungsbetrag an eine Last abgeben können. Aufgabe einer Schaltung zur Erzeugung solcher Impulse ist es also, an eine vorgegebene Last während einer festgelegten Zeitspanne eine bestimmte Spannung oder einen bestimmten Strom zu liefern. Außerdem sind meistens noch an die Aus- und Einschaltfunktionen bestimmte Bedingungen geknüpft. Diese Leistungsabgabe muß in regelmäßigen oder unregelmäßigen Abständen wiederholt werden, wobei der Mittelwert über längere Zeiträume oftmals konstant und vorgegeben ist.

Ein Hauptanwendungsgebiet solcher Impulse ist die Tastung von Mikrowellensendern in der Ortungs- und Navigationstechnik. Hierzu ist erforderlich, daß ein Sender einen HF-Impuls von kurzer Zeitdauer und hinreichend großer Leistung abgibt, auf den eine Sendepause vergleichsweise langer Dauer folgt, in der gegebenenfalls ein Echo des ausgesandten HF-Impulses empfangen werden kann. Die Sendeleistung muß der Entfernung und der Größe der Ziele entsprechen. Es werden zur Überbrückung von mehreren hundert Kilometern oftmals bereits mehrere Megawatt Impulsspitzenleistung benötigt. Die Impulslänge richtet sich nach der geforderten Auflösung, das heißt, sie liegt in der Größenordnung von Nano- und Mikrosekunden.

Als HF-Generatoren kommen Laufzeitröhren und Magnetfeldröhren in Betracht. Am meisten verbreitet sind Magnetrons, das sind selbstschwingende, impulsfähige Hochleistungs-Magnetfeldröhren, die im Gegensatz zu den bis zu den UKW verwendeten Senderöhren bereits die erforderlichen Schwingkreiselemente enthalten. Man braucht also bei der Erstellung eines Magnetronsenders keine derartigen Bauelemente mehr zu berücksichtigen. Es ist lediglich für eine Anschlußmöglichkeit der Energieleitung zur Antenne zu sorgen. Als Röhren haben Magnetrons jedoch nur zwei Elektroden, Anode und Katode, also kein Steuergitter, mit dem man die Röhre sperren und öffnen könnte. Man ist gezwungen, für die Zeit, in der man die HF-Energie benötigt, die Anodenspannung einzuschalten und für die Zeit zwischen den Impulsen abzuschalten. Man muß also eine getastete Anodenspannung erzeugen, einen Hochspannungs- oder Hochleistungsimpuls.

Außer Magnetrons gibt es noch andere Hochleistungsröhren, zum Beispiel Amplitrons (nichtselbstschwingende Magnetrons, Verstärkermagnetrons), Hochleistungsklystrons, Hochleistungs-Verstärkerklystrons und andere mehr, die jedoch alle nicht die Verbreitung und Anwendung gefunden haben wie das Magnetron. Deswegen soll den folgenden Betrachtungen auch ausschließlich die Anwendung des Magnetrons zugrundegelegt werden.

1.2 Eigenschaften der Magnetrons als Last für Impulsgeneratoren

Das Magnetron hat als Impulslast, also als Abschlußwiderstand einer einen Hochleistungsimpuls erzeugenden Schaltung, eine Reihe von speziellen Eigenschaften, die die Form des Hochleistungsimpulses, besonders seine Ein- und Ausschaltfunktionen, ganz wesentlich bestimmen.

Würde das als Last für solche Impulsgeneratoren verwendete Magnetron sich wie ein ohmscher Widerstand oder wenigstens weitgehend wie ein solcher verhalten, dann würde es ein klar zu definierender Abschluß für eine solche Schaltung sein. Das ist jedoch nicht der Fall. Die Stromspannungskennlinie eines Magnetrons zeigt Bild 1.

Wie man erkennt, ist der Betrag U/I , also der Eingangswiderstand des Magnetrons, nicht konstant, sondern durchläuft einen großen Bereich während des Impulses. Die Spannung muß erst einmal fast auf den vollen Wert ansteigen, ehe überhaupt ein nennenswerter Strom fließt. Der Verlauf des ansteigenden Stroms deckt sich nicht mit dem Verlauf des absteigenden Stroms, und der Verlauf der ansteigenden Spannung deckt sich auch nicht mit dem der absteigenden Spannung. Der Einsatzzpunkt des Stroms liegt nicht bei derselben Spannung wie der Abschaltpunkt. Der weitere Rückgang der Spannung erfolgt wieder praktisch ohne Stromentnahme.

Auf den Flanken, sowohl beim Anstieg als auch beim Abstieg der Spannung, treten kleine Schwingerscheinungen mit geringer Stromaufnahme auf, sogenannte Fehlmodi. Diese Fehlmodi sind oft in ihrer Stromaufnahme so gering, daß sie kaum nachzuweisen sind. Trotzdem können sie HF erzeugen, die noch recht störend in Erscheinung tritt. Die Fehlmodi sowie auch nur ein Anrauschen der Röhren sind noch bis zu den kleinsten Spannungen hin möglich, das heißt auch noch bei wenigen hundert Volt, und zwar sowohl bei positiven als auch bei negativen Anodenspannungen.

Ferner wird zum Erreichen des gewünschten Schwingzustandes der Röhre eine bestimmte, vorgeschriebene, oftmals eng tolerierte Anstiegszeit der Spannung benötigt. Je nachdem, wie schnell der Spannungsanstieg an der Röhre erfolgt, kann sie in verschiedenen Schwingmodi erregt werden, von denen aber nur einer erwünscht ist und die erforderliche Leistung bei der verlangten Frequenz abgibt. Es wird gar nicht, wie man vielleicht denken mag, ein möglichst rechteckiger, sondern vielmehr ein trapezförmiger Impuls mit vorgeschriebener Anstiegs- und Abstiegsteilheit benötigt.

Ändert sich während des Impulses, also während der Sendezeit, die Anodenspannung, ist also das Dach des Impulses nicht gerade, sondern schräg und wellig, dann tritt eine unerwünschte Frequenzmodulation auf, die bestimmte Grenzen nicht überschreiten darf. Aus diesem Grunde ist meistens eine maximale Dachwelligkeit vorgeschrieben.

Der Einsatz des Stroms ist von der Güte des inneren Schwingsystems abhängig und meistens ziemlich plötzlich. Während dieses schnellen Stromanstiegs beim Erreichen der Spannung, die zum Anschwingen führt, darf kein Spannungszusammenbruch entstehen, auch nicht kurzzeitig. Das würde zu unsauberem Anschwingen führen oder sogar zu einem Wiederabreißen der Schwingung und Anschwingen in einem anderen Modus, Springen während des Impulses von einem Modus zum anderen, damit von einer Spannung und von einer Frequenz zur anderen, also zu fehlerhaftem und störendem Verhalten. Diese Bedingung bedeutet, daß der Innenwiderstand der Spannungsquelle möglichst klein und vor allem induktivitätsarm sein muß, denn eine Induktivität würde ja einen plötzlichen Stromanstieg erschweren.

Es sei noch bemerkt, daß bei allen Magnetrons die Katode isoliert ist und die Anode auf Massepotential liegt. Das ist durchaus verständlich, wenn man bedenkt, daß die Anode die Abstimmkreise und die Auskopplung enthält, an die die Energieleitung — Koaxialkabel oder Hohlleiter — angeschlossen wird. Es ist schwierig, solche Energieleitungen gegen Hochspannung zu isolieren, und daher einfacher, die Katode zu isolieren und den Impuls negativ gegen Masse und damit

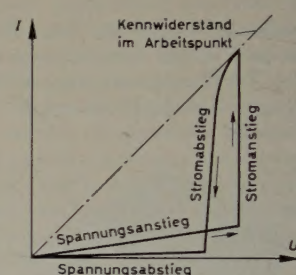


Bild 1. Stromspannungskennlinie eines Magnetrons

gegen Anode an die Katode anzulegen. Deshalb muß auch die Heizspannung auf hohes Potential geführt werden.

1.3 Grundsätzliche Möglichkeiten der Impulserzeugung

Es wäre unwirtschaftlich, wollte man die für einen Impuls benötigte Energie dauernd bereitstellen und sie nur zu den Impulszeiten abfordern und einschalten. Das hieße, daß ein entsprechender Hochspannungsgenerator für die volle Impulsleistung ausgelegt und dauernd in Betrieb sein müßte. Viel günstiger ist es dagegen, nur die mittlere benötigte Leistung zu erzeugen, während der relativ langen Pausen zwischen den Impulsen zu speichern und in der kurzen Impulszeit zu verbrauchen. Bei diesem Verfahren steht während der Impulszeit aus dem Speicher die volle Spitzenleistung kurzzeitig zur Verfügung, während das Stromversorgungsgerät dauernd nur die mittlere oder effektive Leistung herzugeben braucht. Die Spitzenleistung verhält sich zur mittleren Leistung wie die Periodendauer zur Tastzeit, in der Praxis etwa in der Größenordnung 1000 : 1. Das bedeutet, daß bei Anwendung des Speicherverfahrens nur etwa ein Tausendstel der Spitzenleistung, die für den Hochspannungsimpuls gefordert wird, als effektive Leistung angeboten zu werden braucht.

Als Speicherelemente kommen grundsätzlich Kapazitäten und Induktivitäten in Frage, die je nach Verfahren entweder teilweise oder vollständig entladen werden. In beiden Fällen benötigt man zum Entladen einen speziellen Schalter. Dieser Entladungsschalter bereitet bei der kapazitiven Speicherung keine Schwierigkeiten, entspricht aber für die induktive Speicherung nach dem heutigen Stand der Technik leider noch nicht den Erfordernissen. Außerdem hat eine Induktivität immer höhere Verluste als eine entsprechende Kapazität, so daß also der Wirkungsgrad auch für eine Kapazität spricht. Physikalisch bestehen sonst keine Unterschiede zwischen diesen beiden Systemen, die die Anwendung des einen oder des anderen bevorzugen oder benachteiligen. Letzten Endes entscheiden immer die technischen Möglichkeiten und der erreichbare Wirkungsgrad.

1.3.1 Kapazität als Speicher

1.3.1.1 Teilentladung

Die Prinzipschaltung bei kapazitiver Speicherung und teilweiser Entladung während des Impulses ist im Bild 2 zu sehen. Aus einer Hochspannungsquelle E wird der Kondensator C dauernd und gleichmäßig über das Ladeelement A (Widerstand oder Induktivität) aufgeladen. Während der Impulsdauer ist der Schalter S geschlossen, so daß sich C über den Lastwiderstand R entladen kann. Der Entladevorgang entnimmt nur einen kleinen Teil der in C gespeicherten Energie, so

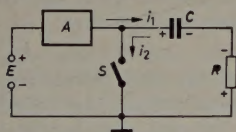


Bild 2. Prinzipschaltung eines kapazitiven Speichers bei Teilentladung (Kondensator-Impuls-generator)

daß die Ladespannung und damit die Spannung an R während des Impulses praktisch erhalten oder innerhalb zulässiger Grenzen bleibt. Der Ladestrom i_1 ist klein gegenüber dem Entladestrom i_2 . Wesensmerkmale dieser Schaltung sind ein großer Kondensator (wesentlich größerer Energieinhalt als für einen Impuls erforderlich), ein Schalter, der kurzfristiges Ein- und Ausschalten des Stroms bei hoher Sperrspannung gestattet, und eine Hochspannung, gleich oder größer als die Impulsspitzenspannung.

1.3.1.2 Vollentladung

Wollte man nach dem oben angegebenen Verfahren den Kondensator vollständig entladen, so erhielte man keine befriedigende Impulsform. An einem ohmschen Widerstand entstünde ein Spannungsverlauf gemäß einer Exponentialfunktion. An einem Magnetron würde sich der Kondensator nicht einmal entladen, weil es ja nach Bild 1 gar nicht bis herab zur Spannung Null leitet, sondern schon bei etwa 70...80% seiner Betriebsspannung aufhört, Strom zu führen. Diese Restspannung würde am Kondensator und am Magnetron stehenbleiben und sich erst in wesentlich längeren Zeiträumen entladen.

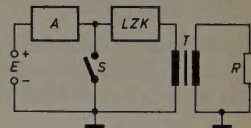
Wenn man die Kapazität jedoch unterteilt und zu einer Leitungsnachbildung mit Hilfe von Induktivitäten erweitert (Bild 3), gelingt

Bild 3. Leitungsnachbildung



es recht gut, eine brauchbare Impulsform zu erhalten. Eine solche Leitungsnachbildung wird deshalb im Amerikanischen auch treffend „pulse forming network“ genannt. Der Aufbau einer entsprechenden Schaltung ist im Bild 4 gezeigt. Aus der Hochspannungsquelle E wird über ein Ladeelement A (Widerstand oder Induktivität) die Kapazität der Laufzeitkette LZK aufgeladen. Hat man konstante Impulsabstände, dann kann man bei Benutzung einer Resonanzladedrossel eine Ladespannung von ungefähr der doppelten Größe der Gleichspannung erreichen. Zur Einleitung des Impulses wird der Schalter S geschlossen, und die Laufzeitkette, jetzt mit der Last R in der Größe ihres Wellenwiderstandes Z abgeschlossen, entlädt sich und erzeugt

Bild 4. Prinzipschaltung eines kapazitiven Speichers bei Vollentladung (Laufzeitketten-Impuls-generator)



an dem Lastwiderstand einen Impuls mit der halben Ladespannung und der doppelten Länge der Laufzeit der Laufzeitkette. Da die Laufzeitkette eine endliche Anzahl von Gliedern hat, also als Tiefpaß wirkt, sind die Flanken nicht unendlich steil, sondern, entsprechend der Grenzfrequenz, schräg, so daß ein trapezförmiger Impuls entsteht. Danach ist die gesamte in der Kapazität von LZK gespeicherte Energie verbraucht

$$AC = \frac{C}{2} U^2 = A_{Imp} = I_p \cdot U_p \cdot t_p$$

Wesensmerkmale dieser Schaltung sind, daß je Impuls nur so viel Energie zur Verfügung steht, wie gerade gebraucht wird, daß ein Schalter verwendet werden kann, der nur die Einleitung des Impulses zu kontrollieren gestattet, da das Ende des Impulses sich durch das Verschwinden von Strom und Spannung kennzeichnet (Gasentladungsröhre), und daß sich eine Hochspannungsquelle niedrigerer Spannung verwenden läßt, wenn man zusätzlich von der hier möglichen Transformation des Impulses Gebrauch macht, die, wie später gezeigt wird, ohnehin notwendig ist.

1.3.2 Induktivität als Speicher

1.3.2.1 Teilentladung

Grundsätzlich kann man auch eine Induktivität als Speicherelement verwenden. In der Schaltung im Bild 5 fließt aus der Stromquelle I ein konstanter Strom i durch die Induktivität L und den geschlossenen Schalter S . Der Einfluß des Innenwiderstandes der Stromquelle, des Verlustwiderstandes der Induktivität und des Schalters ist für die grundsätzliche Betrachtung als vernachlässigbar klein angenommen. Wieweit das in der Praxis zulässig ist, wird später beschrieben. Während der Impulszeit ist der Schalter geöffnet, die Induktivität hält ihren Strom jedoch aufrecht und treibt ihn durch den Lastwiderstand R . Wird bei ausreichender Dimensionierung nur ein Teil

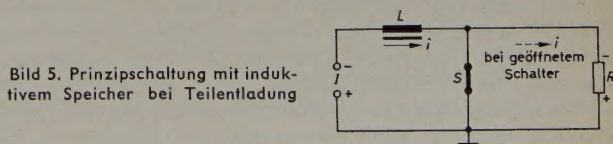


Bild 5. Prinzipschaltung mit induktivem Speicher bei Teilentladung

der gespeicherten Energie verbraucht, dann entsteht an R ein Impuls hinreichend konstanten Stroms oder konstanter Spannung. Bei der Schaltung mit kapazitivem Speicher kann die Impulsspannung niemals größer als die Ladespannung werden, jedoch kann ein wesentlich höherer Strom gezogen werden, es tritt also eine Art Stromtransformation ein. Entsprechend kann bei der Schaltung mit induktiver Speicherung der Strom durch die Last niemals größer werden als der Strom durch die Induktivität, jedoch tritt eine vielfach höhere Spannung auf, so daß man von Spannungstransformation sprechen kann.

Obwohl, physikalisch gesehen, gleichartige Bedingungen herrschen wie bei der Kapazität als Speicherelement und bei Teilentladung, sind für die praktische Anwendung einige Unterschiede zu beachten. Während es im allgemeinen gut gelingt, einen hinreichend verlustfreien Kondensator zu bauen, ist eine Induktivität meist mit relativ hohen Verlusten behaftet. Der Schalter muß während der gesamten (gegenüber der Öffnungszeit langen) Impulsperiode den vollen Strom sowohl führen als auch aus- und wieder einschalten können und während der Öffnungszeit eine sehr hohe Sperrspannung halten. Während man einen Schalter mit hoher Sperrspannung und nur kurzzeitig hohem Strom bei annehmbar kleinen Verlusten, wie für die Schaltung mit Kapazität benötigt, herstellen kann (Hochvakuumröhre), ist ein solcher für dauernd hohen Strom und dabei hinreichend geringen Verlusten und zusätzlich noch hoher Spannungsfestigkeit bisher noch nicht bekannt. Deswegen ist eine solche Schaltung nicht verwendbar.

1.3.2.2 Vollentladung

Theoretisch möglich ist auch eine entsprechende Schaltung (Bild 6) mit einer Laufzeitkette, deren Induktivität durch einen Strom aufgeladen wird, so daß ihr Energieinhalt für einen Impuls ausreicht.

$$A_L = \frac{L}{2} I^2 = A_{Imp} = U_p \cdot I_p \cdot t_p$$

Es ist wieder Resonanzladung angewendet, das heißt, die Induktivität L der Laufzeitkette und der Kondensator C sind auf die halbe Impulsfrequenz abgestimmt. Dadurch entsteht in der Laufzeitkette ein Ladestrom, der die doppelte Größe des Stroms der Stromquelle I hat. Beim Öffnen des Schalters entlädt sich die stromgeladene Laufzeitkette über den Lastwiderstand R , wobei Anpassung vorausgesetzt ist ($R = Z$).

Es entsteht an R ein Impuls mit dem halben Spitzenstrom und einer Länge gleich der doppelten Laufzeit von LZK . Die Spannung an R ist $I_p \cdot R$.

Auch für diese Schaltung gilt wieder das unter 1.3.2.1 zuletzt Gesagte. Die Spulen sind nicht so verlustfrei zu machen wie die Kondensatoren.

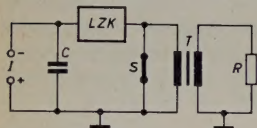


Bild 6. Prinzipschaltung mit induktivem Speicher bei Vollenladung

satoren, es treten also höhere Verluste auf, und der Schalter muß kaum zu realisierende Eigenschaften haben. Die Schaltungen mit induktivem Speicher sollen also nicht weiter in Betracht gezogen werden, auch wenn durch Kunstschaltungen eine teilweise Herabsetzung der hohen Verluste noch möglich ist (nur kurzzeitiges Einschalten des Stroms).

2. Der Kondensator-Impulsgenerator

Praktische Bedeutung und Verbreitung haben nur die Schaltungen mit einer Kapazität als Energiespeicher gefunden. Solche mit teilweiser Entladung des Kondensators sind unter dem Namen „hard tube pulser“ bekannt, da sie eine Hochvakuumröhre als Schalterelement enthalten. Sie sollen hier Kondensator-Impulsgeneratoren genannt werden. Solche mit vollständiger Entladung der Kapazität werden „line type pulser“ genannt, da sie als charakteristisches Element eine Leitungsnachbildung haben. Sie seien hier Laufzeitketten-Impulsgeneratoren genannt. Die erste Form ist in ihrem Aufbau einfacher, sie wird vorzugsweise bei Generatoren kleinerer Leistung angewendet, zumal sie eine relativ große Hochspannung benötigt. Die zweite Form eignet sich besser für höhere Leistungen, da Versorgung und Auslegung der Impuls- und Ladekapazitäten für niedrigere Spannungen möglich ist.

Bezüglich des Magnetrons hat der Kondensator-Impulsgenerator die vorteilhafte Eigenschaft, nicht anpassungsabhängig zu sein. Wie gezeigt wurde, durchläuft das Magnetron auf seinen Flanken einen relativ großen Lastwiderstandsbereich. Gerade für dieses Verhalten ist es günstig, sehr niederohmig aus einer Konstant-Spannungsquelle (Kondensator) einzuspeisen. Andererseits birgt die direkte Aufschaltung des Kondensators mit seinem großen Energieinhalt, von

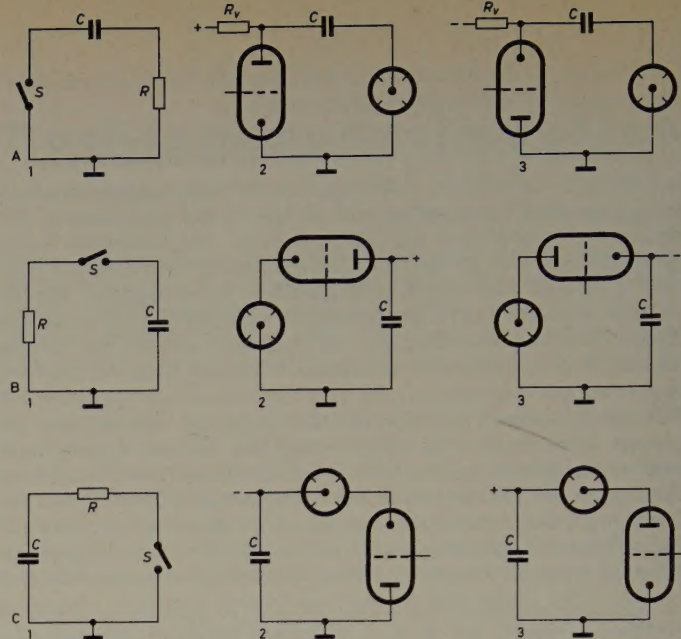


Bild 7. Links Prinzipschaltungen, Mitte und rechts die sechs Schaltungsmöglichkeiten der drei impulsbestimmenden Elemente

dem ja nur ein kleiner Teil für einen Impuls verbraucht wird, gewisse Gefahren, weil bei Fehlern, Überschlügen oder Kurzschlüssen der Strom leicht auf einen zu großen Wert anwachsen kann.

2.1 Schaltungsmöglichkeiten

Die impulsbestimmenden Elemente bilden einen Schaltkreis aus drei Bestandteilen: Kondensator, Schalter und Last (Magnetron). Es ist nicht gleichgültig, in welcher Reihenfolge man diese Teile schaltet und an welcher Stelle der Erdpunkt liegt. Es gibt grundsätzlich drei und mit Berücksichtigung der Stromrichtung im Schalter (Hochvakuumröhre) und in der Last (Magnetron) sogar sechs mögliche Schaltungen (Bild 7), von denen nur zwei praktisch ausführbar sind, nämlich die Schaltungen A2 und B3, da nur bei ihnen die Anode des Magnetrons auf Massepotential liegt.

Die Schaltung A2 ist die am häufigsten angewendete. Ihre Vorteile sind: Anode des Magnetrons und Katode der als Schalter verwendeten Hochvakuumröhre liegen an Erde. Ihre Nachteile: Es liegt eine relativ hohe Parallelkapazität am Magnetron (Kondensator-Gehäusekapazität), und ein Ladewiderstand oder eine Ladedrossel (impulsbelastet) wird benötigt. Die Vorteile sind aber so groß, daß in den meisten Fällen dieser Schaltung der Vorzug gegeben wird.

Die Schaltung B3 wird selten angewendet. Ihre Vorteile sind: Es liegt relativ wenig Parallelkapazität am Magnetron (kurze Anstiegszeiten möglich), es ist kein Ladeelement notwendig. Ihre Nachteile: Die Röhrenkatode liegt auf hoher Spannung und muß samt Heizung entsprechend isoliert werden, der Gitterimpuls einschließlich Sperrspannung muß ebenfalls hochspannungssicher zugeführt werden. Man wird diese Schaltung nur dann anwenden, wenn es wirklich auf direkte kurzzeitige Magnetrontastung ankommt.

Eine Abwandlung der Schaltung C3 ist im Bild 8 unter Einfügung eines Impulstransformators gezeigt, der es gestattet, die Magnetronanode wieder an Erde zu legen. Die Vorteile dieser Schaltung sind: Röhrenkatode und Magnetronanode liegen an Erde, es sind weder Ladedrossel noch Widerstand notwendig. Ihre Nachteile: Als zusätzliches Bauelement ist der Impulstrafo erforderlich, der für die Hochspannung isoliert sein muß und der die Impulsform beeinflusst (Vorderflanke flacher, da Streuinduktivitäten und -kapazitäten, Dach abfallender, da Magnetisierungsstrom zusätzlich, Rückflanke wegen des Magnetisierungsstroms steiler, deshalb eventuell Dämpfungsdioden notwendig). Der Impulstrafo gestattet aber auch, wenn notwendig, eine Impedanzwandlung, zum Beispiel zwecks besserer Ausnutzung der Eigenschaften des verwendeten Schalters.

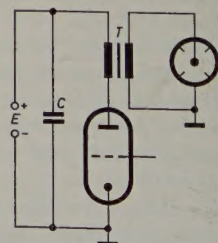


Bild 8. Schaltung nach Bild 7, C3, jedoch mit Impulstransformator

Da im allgemeinen die zuerst beschriebene Schaltung verwendet wird, soll sie jetzt näher betrachtet werden.

2.2 Impulsform und Entladung des Kondensators

Wird der Schalter S im Bild 2 für die Zeit t_p eingeschaltet, dann verläuft die Entladung nach (Bild 9)

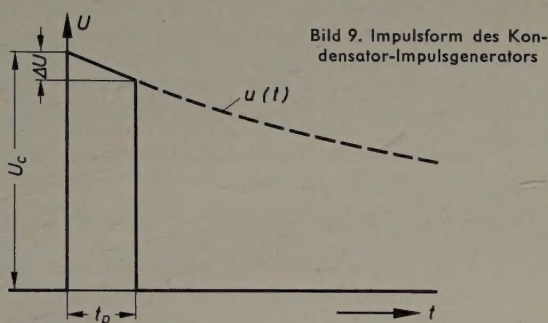
$$u(t) = U_c \cdot e^{-\frac{t}{RC}}; \quad i(t) = \frac{u(t)}{R} = \frac{U_c}{R} \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (1)$$

Schneidet man nun einen kleinen Teil dieser Kurve heraus, dann erhält man einen Impuls mit hinreichend geradem Dach. Die Impulsdauer ist

$$t_p \ll RC \quad (2)$$

Setzt man als Beispiel an, daß die Spannung oder der Strom am Ende des Impulses höchstens um 1% gegen den Anfangswert abgenommen hat, dann ergibt sich

$$C \geq \frac{100 t_p}{R} \quad (3)$$



Der Anfangsteil der Exponentialfunktion ist angenähert gerade und verläuft nach der Gleichung

$$\Delta u = \frac{i t}{C}, \quad (4)$$

die wieder nur unter der Voraussetzung der Gl. (2) gilt, mit maximal 1% Fehler in der Berechnung für Impulszeiten bis

$$t_p \leq 0,02 RC \quad (5)$$

Diese Betrachtung gilt für einen ohmschen Widerstand als Abschluß. Ein Magnetron läßt bei sinkender Spannung wesentlich schneller den Strom zurückgehen, so daß auch die aufgenommene und damit die abgegebene Leistung wesentlich schneller zurückgeht. Das spezielle Verhalten eines Magnetrons geht aus dessen Kennlinien hervor; als Mittelwert kann man rechnen, daß bei Dimensionierung wie im Beispiel nach Gl. (3) die Leistung um etwa 10% zurückgeht, was man noch als zulässig betrachten könnte. Ferner ist der Schalter bisher als verlustfrei angenommen worden. In Wirklichkeit hat auch er, eine Hochvakuumröhre spezieller Bauart, einen Rest Anodenspannungsabfall, um den die Ladespannung des Kondensators größer als die Impulsspannung sein muß.

2.3 Aufladung des Kondensators

Die Ladung des Kondensators C aus der Spannungsquelle E kann nicht direkt erfolgen, sonst wäre ja die Spannungsquelle während des Impulses kurzgeschlossen. Es muß ein Ladeelement vorgeschaltet werden, das eine Induktivität, einen Widerstand oder eine sinnvolle Kombination beider enthalten kann. Im einfachsten Fall kann man einen Vorwiderstand benutzen, der so groß ist, daß während des Impulses der Strom aus der Spannungsquelle nicht über ein gewisses Maß ansteigt. Andererseits ist aber auch zu beachten, daß der Spannungsabfall an diesem Widerstand ebenfalls von der Spannungsquelle aufzubringen ist, und seine Verluste sollen daher im Interesse eines guten Wirkungsgrades so klein wie möglich bleiben. Beim Einschalten des Gerätes, wenn der Kondensator noch keine Ladung hat,

gilt gleichfalls, daß der Einschaltstrom ein gewisses zulässiges Maß nicht überschreiten darf.

Der Einschaltstrom durch den Vorwiderstand sei beispielsweise

$$i_k = 10 I_{\text{m}} \quad (6)$$

und der mittlere Gleichstrom I_{m} im Verhältnis zum gegebenen Impulsstrom I_p

$$I_{\text{m}} = I_p \cdot \frac{t_p}{T} = I_p \cdot 10^{-3}, \quad (7)$$

wobei t_p die Impulsdauer und T die Periodendauer ist. Für den Vorwiderstand gilt dann

$$R_v = \frac{U_c}{9 I_{\text{m}}} \quad (8)$$

Die erzeugte Gleichspannung muß größer als die maximal benötigte Impulsspannung sein.

$$E = 1,11 U_c \quad (9)$$

Im Vergleich zum Belastungswiderstand R ist dann

$$R_v = R \cdot \frac{T}{9 t_p} \approx 100 R \quad (10)$$

R_v ist also wesentlich größer als R , so daß für den Ladekreis letzterer vernachlässigbar ist.

Lädt man den Kondensator C über eine Drossel L (Bild 10a), dann entsteht beim Einschalten der Gleichspannung eine gedämpfte Schwingung (Bild 10b), die man wegen des möglichen Auftretens der doppelten Spannung am Kondensator und der damit verbundenen

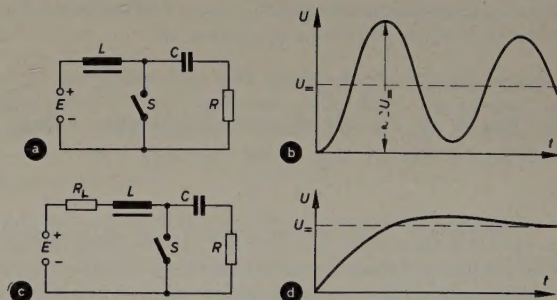


Bild 10. Ladung des Kondensators über eine Induktivität (a), über einen Widerstand und eine Induktivität (c). Die Bilder b und d zeigen den Verlauf der zugehörigen Ladespannungen

Überbeanspruchung gerne vermeiden möchte. Man muß deshalb die LC-Reihenresonanzschaltung (Bild 10c) so bedämpfen, daß nur noch ein fast aperiodisches Einschwingen auf den Wert der Gleichspannung eintritt (Bild 10d).

Das ist der Fall, wenn

$$R_v = \sqrt{\frac{4L}{C}} \quad (11)$$

Zu beachten ist hierbei, daß der Verlustwiderstand R_v sich aus dem ohmschen Anteil der Drossel, aus dem Lastwiderstand, aus dem Innenwiderstand der Stromquelle und aus einem eventuellen Vorwiderstand zusammensetzt. Das Vernachlässigen dieser Anteile wie im Beispiel der reinen Widerstandsladung ist hierbei nicht mehr statthaft.

Die Größe der Induktivität gewinnt man, wenn man eine Grenze für das zulässige Anwachsen des Stroms in L während des Impulses setzt. Während dieser Zeit liegt an L praktisch die Gleichspannung (abzüglich des Spannungsabfalls am Schalter, hier vernachlässigt, da wesentlich kleiner), so daß der Strom durch L am Ende des Impulses

$$i_L = \frac{E}{L} \cdot t_p \quad (12)$$

ist, wenn

$$t_p \leq \frac{L}{R_v}, \quad (13)$$

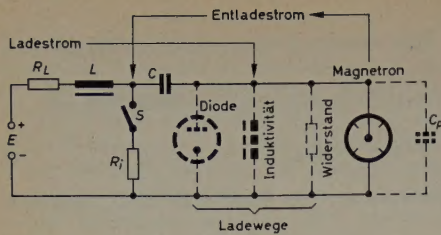
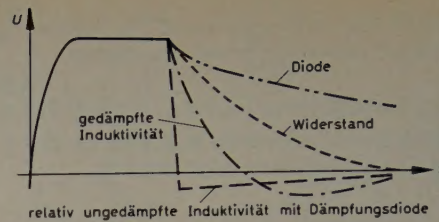
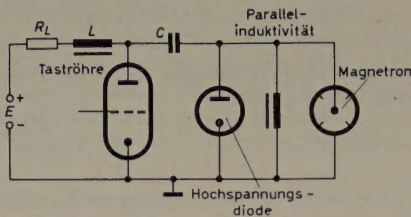


Bild 11.
Parallelschaltung dreier Ladewege zum Magnetron



praktisch also wieder

$$t_p \leq 0,02 \frac{L}{R_n} \text{ ist.} \quad (14)$$

Nimmt man als Beispiel an, daß

$$i_L = \frac{1}{100} i_2, \quad (15)$$

dann wird

$$L = 100 R t_p \quad (16)$$

Unter Berücksichtigung der Gl. (11) gilt

$$R_v = 2 R \quad (17)$$

Faßt man alle Gleichstromwiderstände dieses Ladekreises außer R in dem Verlustwiderstand R_L zusammen, dann ist

$$R_L = R \quad (18)$$

Weil aber durch R_L nur der mittlere Gleichstrom i_1 fließt, wird praktisch

$$U_c \approx E \quad (19)$$

Die Schaltung mit bedämpfter Drossel als Ladeelement hat den Vorteil, daß die Gleichspannung nicht größer als die Ladespannung am Impulskondensator zu sein braucht und daß die Verluste geringer sind, also der Wirkungsgrad der Schaltung größer als bei Verwendung eines reinen Widerstandes als Ladeelement ist. Demgegenüber ist die Herstellung einer guten Impulsdrossel (möglichst wenig Parallelkapazität) aufwendiger als ein Widerstand. Bei allen bisherigen Betrachtungen des Ladevorgangs wurde als Belastung ein reiner Widerstand angenommen. Setzt man statt dessen ein Magnetron ein (Bild 11), dann ist der Ladeweg gesperrt, da das Magnetron eine Diode ist, deren Leitrichtung der Flußrichtung des Ladestroms entgegengesetzt ist. Es muß der Ladeweg also durch einen Widerstand oder eine Induktivität parallel zum Magnetron geschlossen werden. Denkbar wäre auch eine Hochspannungsdiode in Antiparallelschaltung zum Magnetron (Bild 12). Vor der Auswahl einer dieser drei Möglichkeiten oder einer Kombination davon wäre zunächst das daraus resultierende Verhalten der Flanken des Impulses am Magnetron zu betrachten.

Die Vorderflanke wird in jedem Falle einmal durch die Aufladung der Parallelkapazitäten (Eingangskapazität des Magnetrons, Schaltkapazität, Gehäuse- oder Raumkapazität des Impulskondensators) über den Schalterinnenwiderstand bestimmt, zum anderen durch das Übergangsverhalten dieses Schalters, der ja in der Praxis eine Hochvakuumröhre ist. Da die Gittersteuerung nicht mit unendlicher Steilheit vom völlig gesperrten in den vollständig geöffneten Zustand umspringen kann, bildet sich auch die Flankensteilheit des Gitterimpulses am Hauptkreis ab und bestimmt mit die Flankensteilheit des Hauptimpulses.

Die Rückflanke hängt von der Entladung der Parallelkapazitäten nach Abschalten des Magnetrons ab. Im Falle der alleinigen Parallelschaltung einer Diode müßte diese Restladung durch den Ladevorgang allein aufgebraucht werden und würde eine unerwünscht lange Rückflanke (Bild 13) ergeben. Bei Parallelschaltung eines Widerstandes würde sich die Kapazität über diesen entladen. Da der

Widerstand aber als Zusatzlast zum Magnetron auch während des Impulses parallelliegt, darf er relativ zu diesem nicht zu niederohmig sein, um nicht zuviel Impulsleistung zu verbrauchen und damit den Wirkungsgrad herabzusetzen. Die Impulsrückflanke ist damit zwar schon etwas verbessert, befriedigt aber noch nicht. Schaltet man eine Drosselspule parallel zum Magnetron, dann fließt in ihr ein proportional mit der Zeit anwachsender Magnetisierungsstrom (konstante Induktivität vorausgesetzt, also keine Eisensättigung). Dieser Strom fließt nach Beendigung des Impulses, also nach Öffnen von S , weiter und entlädt die Parallelkapazitäten (Bild 13). Das Verhalten dieser Schaltung ist dasselbe, wie es weiter unten beim Laufzeitketten-Impulsgenerator bei der Beschreibung des Impulstransformators und dessen Eigenschaften und Einwirkung auf die Vorder- und Rückflanke beschrieben wird. Man erreicht mit einer Drossel parallel zum Magnetron als Last eines Kondensator-Impulsgenerators die beste, also steilste Rückflanke. Damit keine unerwünschten Überschwingungen ins inverse Gebiet stattfinden, kann das zusätzliche Parallelschalten einer Dämpfungsdiode nützlich sein; sie verhindert Nachschwingungen.

2.4 Impulskondensator

Der Impulskondensator soll nicht nur ein normaler Hochspannungskondensator sein, sondern darüber hinaus auch noch recht induktivitätsarm, damit er innerhalb von Bruchteilen einer Mikrosekunde einen schnellen Stromanstieg gestattet. Er soll weiterhin möglichst geringe Bahnwiderstände der Folien haben, denn sonst treten bei den hohen Impulsströmen zu hohe ohmsche Verluste auf. Bei den zu den Impulsen oder Impulsflanken gehörenden Frequenzen von mehreren Megahertz müssen die dielektrischen Verluste klein sein, damit die dadurch entstehende Erwärmung nicht zu groß wird. Der guten Eigenschaften wegen wird deshalb oft Glimmer als Dielektrikum gewählt, der aber relativ teuer ist. Bei zweckentsprechender Konstruktion läßt sich auch Papier verwenden, doch fällt ein solcher Kondensator größer aus als ein vergleichbarer in normaler Ausführung. Man muß noch auf möglichst geringe Gehäuse- und Raumkapazität achten, also notwendigenfalls einen isolierten Aufbau fordern.

2.5 Schaltröhre

Als Schaltereigenschaft wird verlangt, daß der geöffnete Schalter eine recht hohe Spannung hält, daß man ihn durch eine äußere Steuerung öffnen und schließen kann und daß er für die Impulszeit einen recht hohen Strom zu leiten gestattet. Seine Verluste (Übergangswiderstand) sollen so klein wie möglich sein. Nach dem heutigen Stand der Technik kommt für diesen Verwendungszweck nur eine Hochvakuumröhre in Betracht, die durch ihre maximale Schaltleistung (Sperrspannung mal Spitzenstrom) auch die Gesamtleistung des Kondensator-Impulsgenerators begrenzt. Diese Leistung liegt bei wirtschaftlich tragbaren Bedingungen in der Größenordnung einiger hundert Kilowatt.

Wichtig außer der Wahl eines passenden leistungsgerechten Typs (die Verlustleistung sollte nicht größer als 10% der Nutzleistung sein) ist noch die richtige Ansteuerung dieser Röhre. Damit die Katoden-Anodenstrecke genügend niederohmig wird, muß man einen beträchtlichen Gitterstrom ziehen, also eine Treiberleistung aufbringen. Der Gitterstrom kann bis zu 10% des geschalteten Impulsstroms ausmachen. Es ist angebracht, einen kräftigen Treiber zu verwenden. Auch dessen Impulsform ist wichtig, seine Flanken sollen mindestens 2-...3mal steiler sein als die Flanken des Hauptimpulses. Die Übergangszeiten sollen auch mit Rücksicht auf die Anodenverlustleistung möglichst kurz sein, da diese durch einen zu langen Übergang vom gesperrten zum geöffneten Zustand und umgekehrt unzulässig hohe Werte annehmen kann. Auch muß das Dach des Treiberimpulses absolut eben sein, weil sich alle Schwankungen des Treiberimpulses, also des Gitterstroms, auf dem Hauptimpuls abbilden, da sie Innenwiderstandsänderungen der Röhre hervorrufen. (Wird fortgesetzt)

Mechanische Zählwerke in der Strahlungsmeßtechnik

DK 681.124:539.16.08

Das Auflösungsvermögen mechanischer Zählwerke ist so gering, daß sie in der Strahlungsmeßtechnik nur selten zur direkten Impuls-zählung statistisch verteilter Impulse benutzt werden können. Durch Vorschalten elektronischer Untersetzstufen kann man jedoch das Auflösungsvermögen der Zählordnung wesentlich verbessern. Der Aufsatz gibt Fehlerkurven für verschiedene Untersetzungsverhältnisse an, aus denen die besonders bei hohen Zählraten und großen Untersetzungsverhältnissen kritische Doppeldeutigkeit der Anzeige hervorgeht. Für Überwachungsanlagen ist der Einsatz von Zähldruckern zweckmäßig, die durch Voruntersetzer, deren Inhalt nicht mitgedruckt wird, oder durch einen vorgeschalteten Speicher, der mit einer geeigneten Taktfrequenz abgefragt wird, dem jeweiligen Verwendungszweck angepaßt werden. Messungen mit einem einfachen Strahlungsmeßgerät bestätigen die berechneten Fehlerkurven.

1. Einleitung

Mechanische Zähler und Zähldrucker haben eine Auflösungszeit τ von etwa 0,02...0,1 s, entsprechend einem Auflösungsvermögen $1/\tau$ von 50...10 Impulsen je Sekunde. Sie sind daher nur in der Lage, sehr kleine mittlere Impulsraten von statistisch verteilten Impulsen ohne störenden Meßfehler anzuzeigen. Soll der Meßfehler unter 1% liegen, dann darf die mittlere Impulsrate höchstens 1% vom Auflösungsvermögen sein. Schaltet man jedoch vor ein mechanisches Zählwerk einen elektronischen Untersetzter mit dem Teilverhältnis $m:1$, so steigt die zulässige mittlere Impulsrate bei gegebenem Fehler um mehr als das m -fache, da sowohl die mittlere Impulsrate untersetzt als auch die Verteilungsbreite der statistischen Verteilung wesentlich verkleinert wird.

2. Die beiden Arten des Auflösungsvermögens

Das Auflösungsvermögen von Zählstufen wird durch zwei verschiedene Arten charakterisiert.

1) Bei der einen Art bleibt das Zählgerät nach jedem Impuls, der gezählt wird, für die Zeit τ unempfindlich, nach deren Ablauf wieder ein Impuls gezählt werden kann, unabhängig davon, ob während der Zeit τ noch weitere Impulse angekommen sind. Dieses Verhalten zeigen unter anderem die monostabilen Kippstufen, die auch als Frequenzteiler Verwendung finden. Gelangen N statistisch verteilte Impulse je Zeiteinheit an den Eingang einer derartigen Zählstufe, dann werden hiervon nur n Impulse gezählt, die das Gerät für eine Gesamtzeit $n\tau$ unempfindlich machen. Während dieser Gesamtzeit $n\tau$ gehen $N \cdot n\tau$ Impulse von N verloren, es ist also

$$N = n + nN\tau \quad (1)$$

Multipliziert man zur Normierung Gl. (1) mit τ , dann erhält man

$$n\tau = \frac{N\tau}{1 + N\tau} \quad (2)$$

Bild 1 zeigt diese Abhängigkeit der angezeigten von der wirklichen

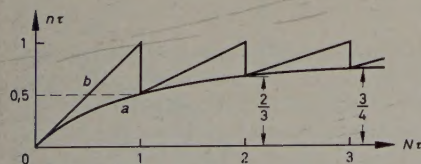


Bild 1. Auflösungsvermögen einer monostabilen Kippstufe; a statistische Impulsverteilung, b gleichmäßige Impulsverteilung

Zählrate. Erst für $N\tau \rightarrow \infty$ wird $n\tau = 1$. Gelangen an den Eingang einer solchen Stufe gleichmäßig verteilte Impulse, so ist

$$n\tau = N\tau, \text{ für } 0 \leq N\tau < 1 \quad (3)$$

Wird $N\tau$ weiter erhöht, dann ergibt sich der für Frequenzteiler charakteristische sägezahnförmige Verlauf nach Bild 1.

2) Bei der anderen Art des Auflösungsvermögens bleibt die Zählstufe nach jedem Impuls, der auf den Eingang gelangt, für die Zeit τ unempfindlich. Bei sehr schneller Impulsfolge wird der Eingang also gar nicht mehr geöffnet, sondern die Zählstufe bleibt blockiert. So verhalten sich zum Beispiel die mechanischen Zählwerke und Relais. Aus dem Poissonschen Verteilungsgesetz für statistische Impulsverteilung folgt, daß hier

$$n\tau = N\tau e^{-N\tau} \quad (4)$$

ist. Der Verlauf dieser Funktion ist im Bild 2 zu sehen. Für $N\tau \rightarrow \infty$ wird $n\tau = 0$. Gelangen auf den Eingang einer solchen Stufe gleichmäßig verteilte Impulse, dann gilt wieder Gl. (3).

Für größere $N\tau$ ist jedoch

$$n\tau = 0 \text{ für } N\tau > 1 \quad (5)$$

Die Zählstufe ist also blockiert. Bild 2 zeigt den Verlauf gemäß den Gl. (4) und (5).

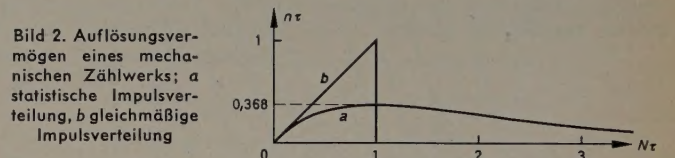


Bild 2. Auflösungsvermögen eines mechanischen Zählwerks; a statistische Impulsverteilung, b gleichmäßige Impulsverteilung

Gelangen auf Zählstufen der Art a oder b ungleichmäßig verteilte Impulse, deren Verteilungsbreite größer als 0 und kleiner als die der statistischen Verteilung ist, dann ergeben sich Kurven für $n\tau = f(N\tau)$, die etwa zwischen den in den Bildern 1 und 2 gezeigten Grenzkurven liegen.

3. Verkleinerung der Verteilungsbreite durch Untersetzter

Wie in der Einleitung bereits angedeutet, ist bei einer Untersetzstufe die relative Schwankung des Abstandes der Ausgangsimpulse kleiner als die der Eingangsimpulse. Kommen gemäß Bild 3 am Eingang im Mittel $m \cdot N$ statistisch verteilte Impulse je Zeiteinheit an, dann ist die mittlere Schwankung $\sigma = \pm \sqrt{mN}$. Durch die Untersezung wird sowohl die mittlere Zählrate als auch die Schwankung m -fach geteilt, und man erhält

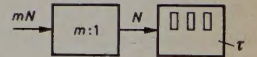
$$N = \frac{mN}{m} + \frac{\sigma}{m} = N \pm \sqrt{\frac{N}{m}} \quad (6)$$

Gegenüber der statistischen Verteilung sinkt also die Verteilungsbreite um den Faktor $1/\sqrt{m}$.

4. Anzeigefehler mechanischer Zählwerke mit vorgeschalteten Untersetzern

Gemäß Bild 3 wird vor ein Zählwerk ein Untersetzter mit dem Teilverhältnis m geschaltet. Am Untersetzereingang kommen mN statistisch verteilte Impulse je Zeiteinheit an. Die Auflösungszeit des Untersetzers sei so kurz angenommen, daß praktisch alle mN Impulse untersezt werden und an den Eingang des Zählers N Impulse je Zeiteinheit gelangen. Wie im Abschnitt 2 beschrieben, ist das Auflösungsvermögen $1/\tau$ des mechanischen Zählers durch das Blockieren bei zu

Bild 3. Blockbild eines Zählers mit vorgeschaltetem Untersetzter



kurzen Impulsabständen charakterisiert. Kommen also am Untersetzter m oder mehr Impulse je τ an, dann werden sie nicht vom Zähler gezählt, da der Abstand der untersezten Impulse kleiner oder gleich τ geworden ist. Die gesamte Wahrscheinlichkeit p , mit der bei

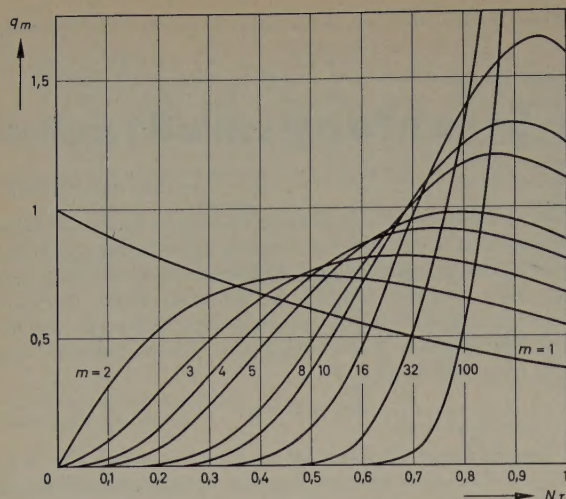


Bild 4. Kontinuierliche Verteilung q_m als Funktion der normierten Zählrate $N\tau$ für einige Untersetzungsverhältnisse m

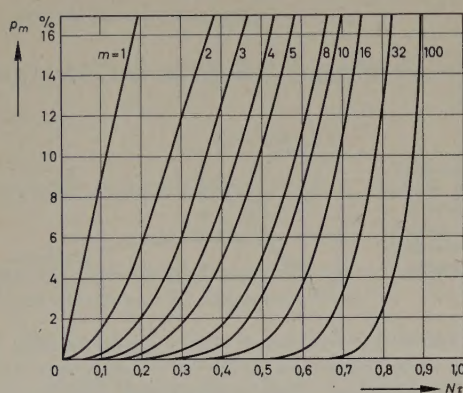


Bild 5. Fehler p_m in Abhängigkeit der normierten Zählrate $N\tau$ für einige Untersetzungsverhältnisse m

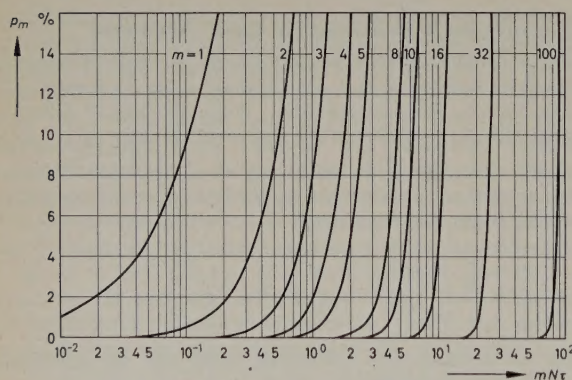


Bild 6. Fehler p_m als Funktion der Eingangszählrate für verschiedene Untersetzungsverhältnisse m

einer Impulsrate mN gerade m oder mehr Impulse innerhalb von τ aufeinander folgen, ist gleich dem Fehler, das heißt dem Zählverlust. Die Wahrscheinlichkeit $P_n(u)$, daß gerade n Ereignisse gezählt werden, wenn die mittlere Zahl der Ereignisse u ist, wird durch die Poisson'sche Gleichung beschrieben.

$$P_n(u) = \frac{u^n e^{-u}}{n!} \quad (7)$$

Kommen nun im Durchschnitt mN Impulse je Zeiteinheit an, dann werden im Zeitintervall τ durchschnittlich $mN\tau$ Impulse gezählt. Die gesamte Wahrscheinlichkeit, daß innerhalb der Zeit τ $m, m+1, m+2 \dots \infty$ Impulse gezählt werden, ist nach Gl. (7)

$$p_m(N\tau) = \sum_{n=m}^{\infty} \frac{(mN\tau)^n e^{-mN\tau}}{n!} = \sum_{m} P_n \quad (8)$$

Gl. (8) wird, wie der Anhang zeigt, durch Integration der kontinuierlichen Verteilungsfunktion $q_m(N\tau) = \frac{d p}{d N\tau}$ gelöst.

Die Integration erfolgt teils rechnerisch, teils grafisch.

Bild 4 zeigt $q_m(N\tau)$ als Funktion von $N\tau$ für verschiedene Untersetzungsverhältnisse m . Die Flächen unter den Kurven bis zu einem gewählten $N\tau$ geben die zugehörigen Fehler für die verschiedenen Werte von m an. Bild 5 zeigt die Abhängigkeit des Fehlers $p_m(N\tau)$ im Fehlerbereich 0...15%.

Bereits kleine Untersetzungsverhältnisse steigern das Auflösungsvermögen der Anordnung beträchtlich. Für $m=1$ muß $N\tau$ kleiner als 0,01 sein, wenn der Fehler unter 1% liegen soll. Ein Teilverhältnis $m=4$ gestattet ein $N\tau=0,2$, also die zwanzigfache Zählrate am Zählwerkeingang bei gleichem Fehler.

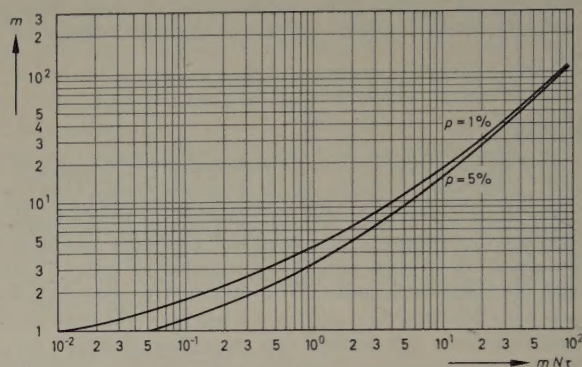


Bild 7. Erforderliches Untersetzungsverhältnis m in Abhängigkeit von der normierten Eingangszählrate $mN\tau$ für einen maximalen Fehler von 1% oder 5%

Bild 6 zeigt den Fehler $p_m(N\tau)$ als Funktion der Eingangszählrate $mN\tau$ für verschiedene Werte von m . Aus diesen Kurven wurde das Diagramm Bild 7 gezeichnet, aus dem das erforderliche Untersetzungsverhältnis m für vorgegebene Werte $mN\tau$ abgelesen werden kann, wenn der Fehler höchstens 1 oder 5% betragen darf.

In der Praxis wird am Zähler das Ergebnis

$$n = N(1 - p(N)) \quad (9)$$

abgelesen. Oft wird die Näherung $p(N) \approx p(n)$ benutzt, dann wird

$$N \approx \frac{n}{1 - p(n)} \quad (10)$$

Bild 8 zeigt den Verlauf von Gl. (9), die mit τ multipliziert wurde, für einige m . Man sieht, daß die Kurven für $m > 1$ ein Maximum im Bereich $N\tau < 1$ haben. Die Lage der Maxima in Abhängigkeit von m zeigt Bild 9. Man darf dem Zählwerk also keine größeren als durch diese Kurve gegebenen Zählraten anbieten, wenn man eindeutige Ergebnisse haben will. Das ist besonders bei hohen Untersetzungsverhältnissen zu beachten (z.B. $m=100$), da hier ein Ergebnis von $n\tau=0,75$ einer Zählrate $N\tau=0,753$ oder $N\tau=0,903$ entsprechen kann, die beiden möglichen Werte für $N\tau$ also sehr dicht beieinanderliegen.

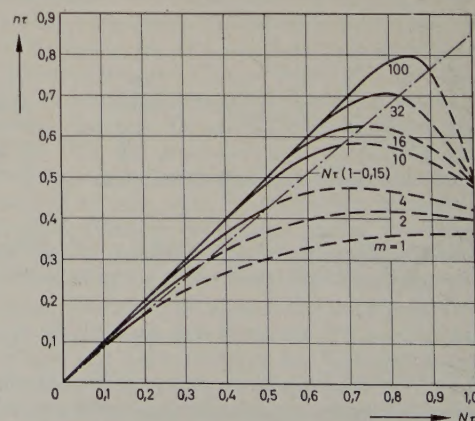


Bild 8. Berechnete Anzeige kurven für Zähl anordnungen nach Bild 3 bei statistischer Impulsverteilung

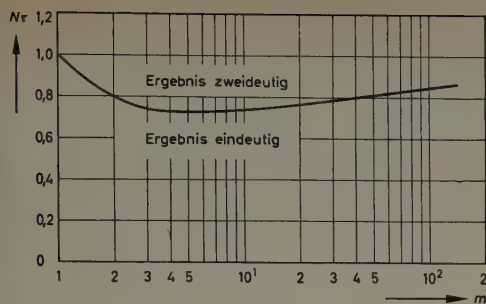


Bild 9. Grenzkurve für eindeutiges Zählergebnis

5. Praktische Auswertung der Ergebnisse

Ein Vergleich der Kurven in den Bildern 1 und 2 zeigt, daß der Fehler der monostabilen Kippstufe kleiner als der des Zählwerks ist. Der Unterschied ist bei kleinen $N\tau$ gering, er ist bei $N\tau = 0,1$ nicht ganz 0,5% vom Fehler. Durch Vorschalten geeigneter Kippstufen nach Bild 10 vor das Zählwerk kann man diesem zwar das Verhalten der monostabilen Kippstufe geben, jedoch lohnt sich der Aufwand nicht.

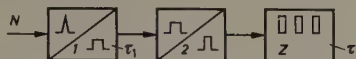


Bild 10. Zähler Z mit zwei vorgeschalteten monostabilen Kippstufen. Kippstufe 1 bestimmt die Auflösungszeit, Kippstufe 2 erzeugt den Steuerimpuls

Im Gegenteil, das Auflösungsvermögen der Anordnung würde sogar geringer, da man der ersten Kippstufe aus Sicherheitsgründen eine größere Auflösungszeit geben müßte, als sie vom Zählwerk verlangt wird.

Bei vielen handelsüblichen Strahlungsmessgeräten wird von einer Anordnung gemäß Bild 3 Gebrauch gemacht, wobei m meist 100 oder 1000 ist. Bei den einzelnen elektronischen Untersetzterdekaden wird das Ergebnis in bekannter Weise angezeigt, als Zählwerke werden häufig Fernmelde-Gesprächszähler mit einem Auflösungsvermögen von 10...15 Impulsen je Sekunde benutzt. Bild 8 zeigt, daß für $m = 100$ zwar bis $N\tau = 0,75$ (entsprechend $mN = 750/s$ bis 1125/s) praktisch fehlerlos gemessen werden kann, jedoch ist, wie schon früher gezeigt wurde, bei diesen relativ hohen Zählraten ein Fehler wegen der Zweideutigkeit des Ergebnisses sehr leicht möglich. Für laufende Überwachungsaufgaben usw. wird der Einsatz preiswerter, zuverlässiger mechanischer Zähldrucker angestrebt. Liegen aber statistisch verteilte Impulse mit einer mittleren Zählrate von nur 60 Impulsen je Minute vor, dann entsteht bei einer kleinen Auflösungszeit von nur $1/25$ s bereits ein Fehler von 4%. Die Vorschaltung eines Untersetzers bringt zwar eine wesentliche Verringerung des Fehlers, jedoch besteht nun die Schwierigkeit, das im Untersetzter gespeicherte Ergebnis auf einfache Weise auszudrucken.

Gemäß Bild 11 kann man dem Zähldrucker nun einen oder mehrere Untersetzter mit dem Teilverhältnis $m = 10$ vorschalten. Der Zähldrucker enthält ein normales Zählwerk und eine oder mehrere einzeln

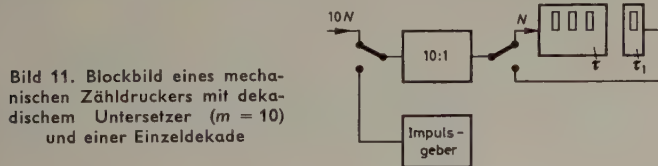


Bild 11. Blockbild eines mechanischen Zähldruckers mit dekadischem Untersetzter ($m = 10$) und einer Einzeldekade

einstellbare Dekaden. Während der Messung ist der Untersetzter mit dem Zählwerk verbunden. Nach Ablauf der Meßzeit wird das im Untersetzter gespeicherte Ergebnis in bekannter Weise in die Einzeldekaden übertragen. Danach erfolgt der Abdruck. Bei Zähldruckern, die nur Einzeldekaden haben, besteht gewöhnlich die Möglichkeit, diese durch Überwerfkontakte so zu koppeln, daß ein Zählwerk über mehrere Dekaden gebildet wird. Die letzte oder letzten Stellen werden dann zum Abdruck des Untersetzter-Inhaltes benutzt. Die im Bild 11 gezeigte Anordnung kann für $\tau = 1/25$ s Zählraten bis 6300/min bei einem maximalen Fehler von 1% registrieren.

Oft liegt die zu registrierende Zählrate nicht so hoch, und man kommt mit einem normalen Zähldrucker aus, wenn man die statistische Verteilungsbreite nur hinreichend verkleinert. Das ermöglicht eine An-

ordnung nach Bild 12. Die statistisch verteilten Impulse gelangen in einen Speicher, der mit der Taktfrequenz $f = 1/\tau$ abgefragt wird. Werden in einem kurzen Zeitraum ΔN Impulse eingespeichert, dann erscheinen am Ausgang des Speichers ΔN Impulse, für die die Zeit $\Delta N\tau$ benötigt wird. Für eine Speicherkapazität $m = 10$ können mittlere Zählraten $N\tau = 0,42$ bei einem Fehler unter 1% verarbeitet werden, das heißt, für $\tau = 1/25$ s darf die maximale Zählrate $N = 10,5/s \approx 630$ Imp/min sein. Man kann also eine etwa 40mal höhere Impulsrate verarbeiten, als wenn man das Zählwerk direkt benutzt hätte.

Spielt bei Meßaufgaben die Meßzeit nur eine untergeordnete Rolle, das heißt, kann man die Meßzeit ohne weiteres auf das z -fache steigern, dann kann man einfachen Zähldruckern Untersetzter vorschalten, ohne den Inhalt der Untersetzter am Ende der Meßzeit mit auszudrucken. Die Meßzeitverlängerung hängt von dem zulässigen Fehler F_2 ab. Der durch die Statistik bedingte mittlere Fehler F_1 ist

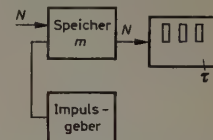


Bild 12. Mechanischer Zähldrucker mit Speicher für m Impulse

$$F_1 = \pm \frac{1}{\sqrt{m N t_1}}, \quad (11)$$

worin t_1 die Meßzeit ist und mN die Eingangsimpulsrate. Wird nun der im Untersetzter gespeicherte Inhalt bei der Registrierung nicht berücksichtigt, dann entsteht dadurch ein zusätzlicher Fehler. Da im Untersetzter maximal $m - 1$ Impulse gespeichert werden können, folgt als Gesamtfehler

$$F_2 = \frac{1}{\sqrt{N m t_2}} + \frac{m - 1}{m N t_2} \quad (12)$$

Soll der Fehler F_2 nicht größer als der durch F_1 gegebene werden, so muß $t_2 > t_1$ sein. Die Kurven im Bild 13 zeigen den Fehler F in Abhängigkeit von der gezählten Impulszahl mNt . Daraus folgen die Kurven im Bild 14, die für einen vorgegebenen Meßfehler F den

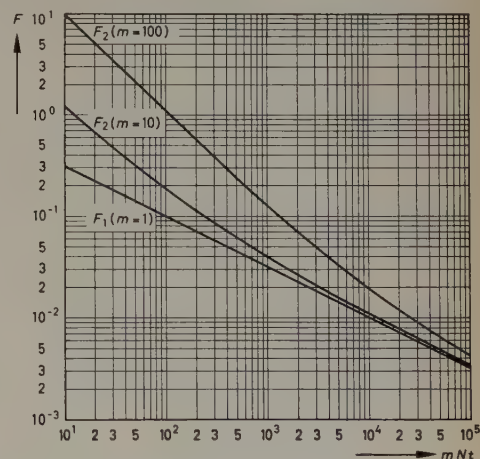


Bild 13. Fehler F in Abhängigkeit von der gezählten Impulszahl mNt

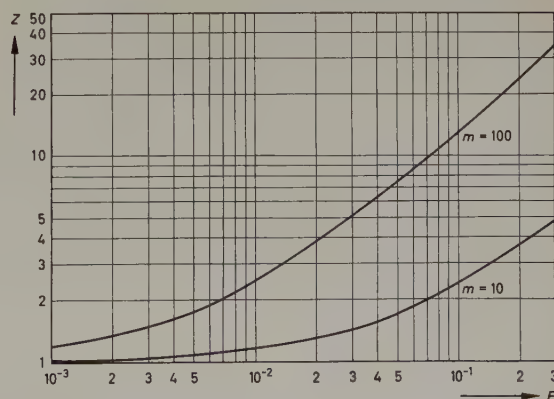


Bild 14. Meßzeitverlängerungsfaktor als Funktion des Meßfehlers

Meßzeitverlängerungsfaktor $Z = t_2/t_1$ angeben, mit dem die aus Gl. (11) gewonnene Meßzeit t_1 multipliziert werden muß, damit $F = F_1$ ist. Man sieht, daß zum Beispiel für einen Fehler von 1% bei $m = 10$ die nötige Meßzeitverlängerung um den Faktor 1,17 unerheblich ist.

6. Vergleich der an einem Strahlungsmeßgerät aufgenommenen Kurven mit den berechneten Werten

Um eine berechnete Kurve mit praktischen Ergebnissen vergleichen zu können, wurde die Anzeigekurve eines einfachen, dem Bild 3 entsprechenden Strahlungsmeßgerätes (Telefunken „Ms Str 473/1“) aufgenommen. Das Gerät hat folgende technische Daten, deren Kenntnis für die Auswertung der Meßergebnisse erforderlich ist:

Elektronisches Untersetzungsverhältnis m	100
Auflösungszeit des Untersetzers τ_a	50 μ s

Die Auflösungszeit des mechanischen Zählwerks (Sodeco) wurde durch Aufnahme der Anzeigekurve (Kurve a im Bild 15) $n\tau = f(N\tau)$ bei gleichmäßiger Impulsverteilung ermittelt. Da diese Anzeigekurve nicht genau senkrecht abfällt, das heißt das Zählwerk nicht eindeutig bei einer Frequenz blockiert, wird der Wert als Blockierfrequenz f_B bezeichnet, bei dem nur noch die Hälfte angezeigt wird (Schnittpunkt der Anzeigekurve mit der Geraden $n\tau = N\tau/2$).

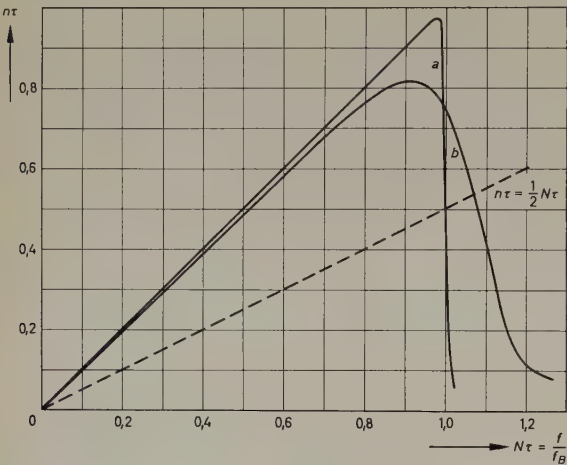


Bild 15. Anzeigekurven eines einfachen Strahlungsmeßgerätes (Telefunken „Ms Str 473/1“; $m = 100$; $f_B = 1570$ Hz; 94200 Impulse je Minute); a gleichmäßige Impulsverteilung, b statistische Impulsverteilung

Daraus folgen Blockierfrequenz und Auflösungszeit τ des Zählwerks:

Blockierfrequenz f_B	1570 Hz
Auflösungszeit des Zählwerks $\tau = \frac{1}{\frac{f_B}{100}}$	63,3 ms

Bei statistischer Impulsverteilung (Impulsdauer: 1 μ s, Impulsquelle: Szintillationsmeßkopf) wurde die Anzeigekurve b ermittelt. Unterhalb $N\tau = 0,7$ entspricht sie der Fehlerkurve, die durch das Auflösungsvermögen der Untersetzstufe gegeben ist. Im Bereich um $N\tau = 1$ wird die Kurve hauptsächlich durch das Blockieren des Zählwerks bestimmt. Bemerkenswert ist, daß diese Anzeigekurve die Gerade $n\tau = N\tau/2$ bei $N\tau = 1,065$ schneidet, das heißt, bei statistischer Impulsverteilung erhält man eine geringere effektive Auflösungszeit des Zählwerks als bei gleichmäßiger Impulsverteilung. Zweifellos schwankt die Auflösungszeit eines Zählwerks von Schritt zu Schritt um ein mittleres Maß $\Delta\tau$. Bleibt der Zählwerksanker bei gleichmäßiger Impulsverteilung bei einem Schritt mit der Auflösungszeit $\tau + \Delta\tau$ hängen, dann kann er nicht mehr abfallen. Bei statistischer Impulsverteilung besteht aber durchaus die Möglichkeit, daß der Anker auch dann wieder abfällt. Bei gleichmäßiger Impulsverteilung wird also ein Wert $\tau_{\text{eff}} + \Delta\tau$ gemessen. Aus der Kurve b erhält man die effektive Blockierfrequenz und die effektive Auflösungszeit des Zählwerks.

Effektive Blockierfrequenz $f_{B\text{eff}}$	1670 Hz
Effektive Auflösungszeit τ_{eff}	59,8 ms

Um die Anzeigekurve b im Bild 15 mit der berechneten Kurve für $m = 100$ im Bild 8 vergleichen zu können, muß bei der gegebenen

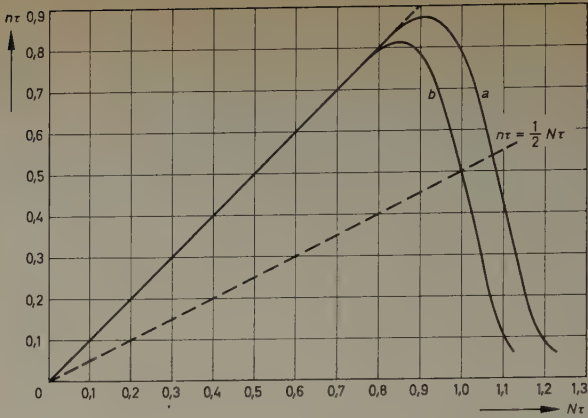


Bild 16. Korrigierte Anzeigekurven für statistische Impulsverteilung eines einfachen Strahlungsmeßgerätes (Telefunken „Ms Str 473/1“); a Auflösungszeitfehler $\tau_a = 0$, bezogen auf $f_B = 1570$ Hz; b Kurve a , bezogen auf $f_{B\text{eff}} = 1688$ Hz

Kurve zuerst der durch die Auflösungszeit τ_a der Untersetzstufe bedingte Fehler korrigiert werden. Die Kurve b im Bild 15 muß also um den Fehler

$$F = \frac{m N \tau_a}{1 + m N \tau_a} \tag{13}$$

vergrößert werden.

Das Ergebnis zeigt die Kurve a im Bild 16. Diese Kurve wird bei $N\tau = 1,075$ von der Geraden $n\tau = N\tau/2$ geschnitten, woraus die korrigierten Werte für $f_{B\text{eff}}$ und τ_{eff} folgen.

Korrigierte effektive Blockierfrequenz $f'_{B\text{eff}}$	1688 Hz
Effektive Auflösungszeit τ'_{eff}	59,3 ms

Diese Kurve wird nun über der Abszisse $f/f'_{B\text{eff}}$ aufgetragen, und man erhält die Kurve b im Bild 16. Der Vergleich mit der berechneten Kurve im Bild 8 zeigt gute Übereinstimmung.

*

Abschließend möchte der Verfasser Herrn Dr. Gaus für seine Hilfe bei den Berechnungen und Herrn Hase für die Durchführung der Messungen danken.

7. Anhang

Gl. (8) gibt die gesamte Wahrscheinlichkeit dafür an, daß von der mittleren Impulsrate $m N$ in der Zeiteinheit m , $m + 1$ oder $m + 2$ bis ∞ Impulse gezählt werden.

Sie wird durch Integration der kontinuierlichen Verteilungsfunktion gelöst.

$$q_m(N\tau) = \frac{d p_m(N\tau)}{d N\tau} = m \frac{(m N\tau)^{m-1} e^{-m N\tau}}{(m-1)!} \tag{14}$$

$$p_m(N\tau) = \int_0^{N\tau} q_m(N\tau) d N\tau \tag{15}$$

$$p_m(N\tau) = 1 - \frac{m^m}{(m-1)!} e^{-m N\tau} \times \left[\frac{(N\tau)^{m-1}}{m} + \frac{(m-1)(N\tau)^{m-2}}{m^2} + \dots + \frac{(m-1)!}{m^m} \right] \tag{16}$$

Es ist zu beachten, daß für $m = 1$ das erste Glied der Reihe mit dem letzten zusammenfällt.

$$p_1(N\tau) = 1 - e^{-N\tau} \tag{17}$$

Die numerische Auswertung von Gl. (16) ist bereits für $m > 5$ recht unangenehm. Daher ist es zweckmäßig, Gl. (14) für verschiedene m zu zeichnen. Man erhält dann die Lösung von Gl. (15) durch Planimetrieren.

Aus Gl. (14) folgt mit der Stirlingschen Formel

$$m! \approx \sqrt{2\pi m} \left(\frac{m}{e}\right)^m \tag{18}$$

die Näherungslösung

$$q_m(N\tau) \approx \frac{m}{\sqrt{2\pi(m-1)}} \left(\frac{m}{m-1}\right)^{m-1} (N\tau)^{m-1} e^m (1-N\tau) e^{-1}, \tag{19}$$

die man für $m \gg 1$ weiter vereinfachen kann.

$$q_m(N\tau) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi} \frac{1}{m}} (N\tau)^{m-1} e^{m(1-N\tau)} \quad (20)$$

Für den Bereich $(1-N\tau) \ll 1$ und große m ergibt sich aus Gl. (20) als Näherungslösung die Gaußsche Verteilungsfunktion mit der Ver-

teilungsbreite $\sigma = \sqrt{\frac{1}{m}}$

$$q_m(N\tau) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi} \frac{1}{m}} e^{-\frac{m}{2}(1-N\tau)^2} \quad (21)$$

Vor allem Gl. (21) erleichtert die Darstellung der Kurven $q_m(N\tau)$. Die Kurven $q_m(N\tau)$ im Bild 4 wurden aus den Gl. (14) und (21)

berechnet, die Kurven $p_m(N\tau)$ der Bilder 5 und 6 für $m = 1$ bis $m = 5$ aus Gl. (16) beziehungsweise Gl. (17). Für die größeren Werte von m wurden die Kurven $q_m(N\tau)$ planimetriert. Die Kurven $m = f(m, N\tau)$ im Bild 7 wurden nach den Werten im Bild 6 konstruiert und die Kurven $n\tau = f(N\tau)$ im Bild 8 aus den Werten $p_m(N\tau)$ berechnet.

Die Kurve $N\tau = f(m)$ für $\frac{dn\tau}{dN\tau} = 0$ ergab sich aus der grafischen Lösung der Gleichung

$$y = \frac{dn\tau}{dN\tau} = 1 - p_m(N\tau) - N\tau \cdot q_m(N\tau) = 0 \quad (22)$$

Schrifttum

- [1] Rainwater, L. J., u. Wu, C. S.: Applications of probability theory to nuclear particle detection. Nucleonics Bd. 1 (1947) Nr. 2, S. 60, und Bd. 2 (1948) Nr. 1, S. 42

(eingegangen am 21. Januar 1960)

R. CHASTE, Compagnie Générale de T.S.F.
P. CASSAGNE, Compagnie Générale de T.S.F.

Arbeitsweise und Vorteile des Farbfernsehverfahrens SECAM*

DK 621.397.9

Das SECAM-Verfahren ist wechselseitig kompatibel und gegenüber anderen Farbfernsehverfahren dadurch gekennzeichnet, daß das Lichtwertsignal breitbandig für alle Zeilen ausgestrahlt wird, während die zusätzlichen Farbwertsignale schmalbandig und nur wechselweise für jede zweite Zeile übertragen werden. Unter der Annahme, daß das Auge bei einem so übertragenen Bild die feinen Farbwertänderungen zwischen zwei aufeinanderfolgenden Zeilen nicht zu unterscheiden vermag, erhält man praktisch drei gleichzeitige Informationen, obwohl tatsächlich nur zwei Informationen übertragen worden sind. Der Beitrag behandelt die Eigenschaften und die Arbeitsweise dieses Farbfernsehverfahrens.

1. Einleitung

Das Farbfernsehen beruht auf der Theorie des Farbenempfindens mittels dreier Grundfarben. Deshalb werden für die Wiedergabe eines farbigen Bildes durch elektronische Verfahren drei elektrische Signale benötigt. Beim Sender erhält man diese drei Signale dadurch, daß man das zu übertragende Bild über drei verschiedene Filter abtastet. Daneben haben außerdem die Forderung nach einem kompatiblen System sowie die neueren Erkenntnisse über die Vorgänge beim Wahrnehmen von Farben den Farbfernsehverfahren gewisse einheitliche Merkmale gegeben. So entsprechen zum Beispiel in allen kompatiblen Verfahren die drei elektrischen Signale, die einen Farbpunkt bestimmen, nicht direkt den drei Signalen der Grundfarben, wie sie von den Abtastgeräten geliefert werden. Man bildet vielmehr aus diesen drei Signalen zunächst ein Signal, das genau dem von einem Schwarzweiß-Abtaster gelieferten entspricht: das sogenannte Lichtwertsignal, das breitbandig übertragen werden muß. Dann kombiniert man auf mehr oder weniger komplizierte Weise die drei Signale der Grundfarben, um die sogenannten Farbwertsignale (Chrominanzsignale) zu erhalten. Es sind dies zwei Signale, mit denen es sozusagen möglich ist, das von dem Lichtwertsignal gezeichnete Bild farbig auszumalen; diese Signale können schmalbandig übertragen werden.

Die Unterscheidung zwischen dem Lichtwertsignal und den Farbwertsignalen sowie die breitbandige Übertragung des Lichtwertsignals gewähren die wechselseitige Kompatibilität: Empfang einer Farbfernsehung in Schwarzweiß auf einem konventionellen Schwarzweiß-Fernsehempfänger und einer Schwarzweiß-Fernsehung auf einem Farbfernsehempfänger.

*) SECAM — Neue Bezeichnung des von Henri de France erfundenen Farbfernsehverfahrens. Diese Abkürzung bedeutet „Sequentiel à Mémoire“ (Sequenz-Speicherverfahren), was auf die wesentlichen Merkmale dieses Verfahrens deutet — die sequentielle (aufeinanderfolgende) Übertragung der Farbinformationen mit Einsatz einer Speichervorrichtung im Empfänger.

Die Möglichkeit, die Farbwertsignale schmalbandig zu übertragen, beruht darauf, daß das Auge nicht imstande ist, die Farbe kleiner Details auf einem Farbbild zu unterscheiden.

Von diesen Grundzügen ausgehend, war man bei der Entwicklung des SECAM-Verfahrens besonders darauf bedacht, die Empfangsschaltung zu vereinfachen und die Übertragung der Farbbilder zu erleichtern: Der einfache Aufbau der Empfänger ermöglicht eine leichte und stabile Einstellung und Einjustierung, die einfache Übertragung ermöglicht in allen Ländern die Verwendung der umfangreichen bestehenden Anlagen der Fernsehnetze des Schwarzweiß-Fernsehens für das Farbfernsehen.

2. Hauptkennzeichen des SECAM-Verfahrens

Bei allen bekannten Farbfernsehverfahren wird durch die Beschneidung des Frequenzbandes der Farbwertsignale die Auflösung für die Farben in waagerechter Richtung auf eine für das Auge nicht mehr wahrnehmbare Weise verringert. In senkrechter Richtung bleibt diese Auflösung aber praktisch unverändert. Diese Tatsache fällt sofort auf, wenn man daran denkt, daß bei allen bestehenden Fernseh-Normen Bandbreite und Zeilenzahl in enger Beziehung stehen, um die Auflösung in waagerechter und senkrechter Richtung aufeinander abzustimmen.

Das erste wichtige Kennzeichen des SECAM-Verfahrens geht davon aus, daß es keinen Sinn hat, dem Auge in der senkrechten Richtung mehr Farbinformationen als in waagerechter Richtung anzubieten. Da man die Auflösung für die Farbe in waagerechter Richtung herabgesetzt hat, kann man — ohne das Bild zu beeinträchtigen — in senkrechter Richtung beispielsweise die Farbinformation nur für jede zweite Zeile liefern, indem man ein Sequenzverfahren für die Übertragung der beiden Farbwertsignale verwendet, die wechselweise übertragen werden.

Durch diese wechselweise Übertragung läßt sich die Anzahl der gleichzeitig zu übertragenden Signale von drei auf zwei herabsetzen, was die Übertragung wesentlich erleichtert.

Vor Beschreibung der einzelnen Teile der Anlage sei zunächst angegeben, wie diese Prinzipien ausgewertet werden. Beim Sender wird das Lichtwertsignal breitbandig für alle Zeilen ausgestrahlt, und zwar gemäß den üblichen Normen des Schwarzweiß-Fernsehens, während die zusätzlichen Farbwertsignale schmalbandig und nur wechselweise für jede zweite Zeile übertragen werden. Das nicht übertragene Farbwertsignal unterscheidet sich kaum von dem, das von der vorhergehenden Zeile übertragen worden ist. Beim Empfang wird ange-

nommen, daß diese beiden Farbwertsignale genau gleich sind, da das Auge nicht imstande ist, so feine Änderungen zu unterscheiden. So erhält man wieder drei gleichzeitige Informationen, während tatsächlich nur zwei gleichzeitig übertragen worden sind. Für eine Zeile sind diese drei Signale die folgenden: das Lichtwertsignal, das jeweils übertragene Farbwertsignal und das Farbwertsignal der vorhergehenden Zeile. Dieses Signal steht über eine Verzögerungsleitung zur Verfügung. In jedem Augenblick wird das Farbwertsignal im Empfänger über zwei Kanäle geführt. Der eine führt es direkt zur Entschlüsselungsmatrix, die der Bildröhre vorgeschaltet ist, der andere speichert das Signal, damit es für die nächste Zeile zur Verfügung steht.

Beim Sender werden die beiden Farbwertsignale mittels des Zeitmultiplexverfahrens über einen Kanal geleitet und dann durch Überlagerung im Frequenzmultiplexverfahren, das heißt im Trägerfrequenzverfahren, gleichzeitig mit dem Lichtwertsignal übertragen. Das Lichtwertsignal behält seine normale Stellung im Frequenzspektrum. Zur Übertragung der beiden Farbwertinformationen dient eine Hilfst Trägerfrequenz (Bild 1). Diese Frequenz ist gegen das Ende des Videospektrums versetzt und mit diesem vermischt. Sie läßt sich mit symmetrischen oder asymmetrischen Seitenbändern übertragen. Um ihren Einfluß auf das Lichtwertsignal herabzusetzen, wählt man die Frequenz f_h so, daß sie einem ungeraden Vielfachen der halben Zeilenfrequenz f_z entspricht, $f_h = (2n + 1) f_z/2$.

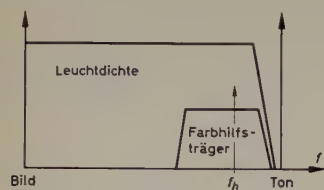


Bild 1. Frequenzspektrum des zusammengesetzten Signals

Das so erhaltene System ist kompatibel. Aus dem komplexen Signal läßt sich das Schwarzweiß-Bildsignal mit einem einfachen Filter auslesen. Da der Grundsatz des konstanten Lichtwertes berücksichtigt ist, kann umgekehrt ein Farbfernsehempfänger eine Schwarzweiß-Sendung getreu wiedergeben.

Zusammenfassend läßt sich das SECAM-Verfahren durch folgende Merkmale kennzeichnen:

- Wechselweise Übertragung der Farbwertinformation, jede Zeile abwechselnd,
- gleichzeitige Übertragung von nur zwei Informationen (anstatt drei), einfache Modulation des Farbwert-Hilfsträgers mit den daraus erwachsenden Vorteilen,
- Speicherung der Farbwertinformationen je einer Zeile beim Empfang.

3. Beschreibung der grundsätzlichen Arbeitsweise der Verschlüsselungs-Entschlüsselungs-Einheit

Die einfache Modulation, die man für die Übertragung der Farbwertinformationen auf der Hilfst Trägerfrequenz verwendet, ist kein wesentliches Merkmal des SECAM-Verfahrens. Es ist vielmehr durch die abwechselnde, zeilenweise Übertragung der beiden Farbwertinformationen, durch die einfache Modulation des Hilfst Trägers sowie durch Verwendung eines Speichergliedes beim Empfang gekennzeichnet.

Als Beispiel sei nachstehend eine Ausführung beschrieben, die einem amplitudenmodulierten Hilfst Träger sowie besonderen Werten der einschlägigen Parameter entspricht. Die Erfahrung hat aber gezeigt, daß man trotz der schon sehr guten Ergebnisse noch wesentliche Verbesserungen bei der Wahl von anderen Werten für die Parameter und bei Verwendung einer anderen Modulationsart erwarten kann. Diesen Punkt soll der nächste Abschnitt behandeln.

3.1 Beschreibung des übertragenen Signals

Dieses Signal (Bild 2) entspricht der Abtastung eines Gitters mit gefärbten Streifen gemäß CCIR-Standard mit 625 Zeilen. Die Frequenz des Hilfst Trägers ist 4,43 MHz. Die acht Streifen des Gitters sind Blau, Rot und Grün (Grundfarben), Gelb, Blaugrün und Violett (Komplementärfarben) sowie Schwarz und Weiß (das heißt ohne Farbwert).

Bild 2a zeigt das elektrische Signal, das der Abtastung von zwei aufeinanderfolgenden Zeilen entspricht. Dieses Signal besteht aus der

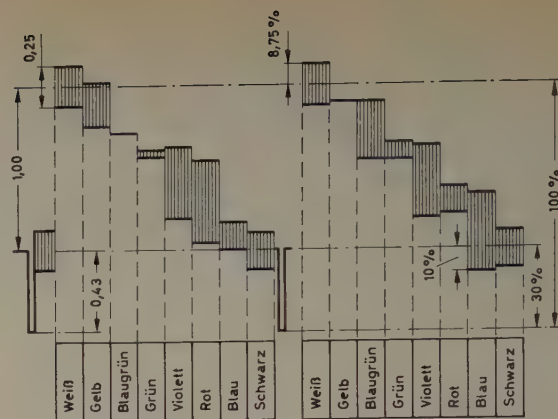


Bild 2a. Einhüllende des zusammengesetzten Signals



Bild 2b. Einhüllende des Farbhilfsträgers

Überlagerung des Lichtwertsignals E_y und des von den Farbwertsignalen modulierten Hilfst Trägers. Das Signal E_y ist für beide Zeilen gleich. Die Farbwertsignale (Bild 2b) sind für beide Zeilen unterschiedlich wegen der wechselnden Übertragung der beiden Farbwertsignale. Das der ersten Zeile entspricht $E_R - E_y$ und das der zweiten $E_B - E_y$.

E_y ist das bereits genannte Lichtwertsignal, das durch

$$E = 0,59 E_G + 0,3 E_R + 0,11 E_B$$

gegeben ist. E_G , E_R und E_B sind die Signale, die man bei der Abtastung mit dem grünen bzw. roten bzw. blauen Filter erhält.

Genauer genommen — wenn man als Bezugswert den Teil des Signals E_y nimmt, der dem Übergang Schwarz-Weiß entspricht — ergibt sich, daß das Farbwertsignal, je nach den geraden oder ungeraden Zeilen, eine Amplitude

$$E_{C1} = 0,125 [1 + 1,43 (E_R - E_y)]$$

$$E_{C2} = 0,125 [1 + 1,12 (E_B - E_y)]$$

haben soll, wobei $(E_R - E_y)$ zwischen $-0,7$ und $+0,7$ und $(E_B - E_y)$ zwischen $-0,89$ und $+0,89$ schwankt.

Aus Bild 2a erkennt man noch, daß es einen Unterschied zwischen der hinteren Löschstufe zweier aufeinanderfolgender Zeilen gibt; die Hilfst Trägerfrequenz hat konstante Amplitude nur auf der Stufe, die den Zeilen ($R-y$) entspricht. Wegen dieses Unterschiedes ist es möglich, beim Empfang die ($R-y$)-Zeilen von den ($B-y$)-Zeilen zu unterscheiden.

3.2 Verschlüsselungseinrichtung

Das Blockscheina einer Verschlüsselungseinrichtung zeigt Bild 3. Mit dieser Einrichtung ist es möglich, das komplexe Signal E einerseits aus den von der Kamera gelieferten Spannungen E_R , E_G , E_B und andererseits aus Spannungen abzuleiten, die von der Verschlüsselungseinrichtung geliefert werden — wie die Synchronisierungsspannung und die Spannung der Hilfst Trägerfrequenz. Die drei Signale E_R , E_G , E_B eines Abtastgerätes werden an eine Matrix gelegt, die durch lineare Kombination der drei Signale das Lichtwertsignal liefert. Nachdem man das Signal E_y durch Addition der Synchronisierungssignale erhalten hat, wird es einer Verzögerungskette zugeführt, die dazu dient, die Phasen der Lichtwert- und Farbwertsignale gleichzumachen; von dort gelangt es in die Chrominanz-Mischstufe, in der das Farbwertsignal durch Hinzufügen der modulierten Hilfst Trägerfrequenz überlagert wird.

Zwei andere Matrizen geben breitbandige Farbwertsignale, $E_R - E_y$ und $E_B - E_y$, die man an einen elektronischen Umschalter legt, der im Takt der Zeilenfrequenz von dem Synchrongenerator gesteuert wird. Ein dem elektronischen Schalter nachgeschalteter Tiefpaß be-

PHILIPS



täglich in Ihren Händen

An solche Meßgeräte stellt man heute ähnliche Forderungen wie an Werkzeuge. Sie müssen robust und vielseitig, zuverlässig und genau sein. Philips Röhrenvoltmeter sind elektronische Werkzeuge für hohe Ansprüche, konstruiert und gebaut zum täglichen Gebrauch.

Für jede Aufgabe finden Sie im Philips Programm das richtige Meßgerät, ob Sie in einem breiten Frequenzbereich, ob Sie mit hoher Genauigkeit oder ob Sie Gleichspannungen messen wollen.

Philips Verstärker-Voltmeter arbeiten mit robusten, wechsellspannungsgekoppelten Verstärkern, frequenzkompensiertem Abschwächer, elektronisch stabilisierter Stromversorgung und eingebauter Eichspannungsquelle. Auch die Gleichspannungs-Mikrovoltmeter sind als Wechselspannungsverstärker mit einem Präzisions-Meßzerhacker ausgeführt.

Philips Röhrenvoltmeter werden in großen Serien und in modernen Fertigungsverfahren hergestellt.

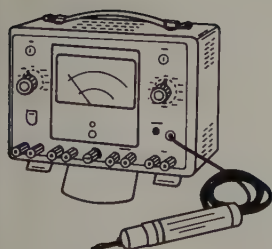
Elektronische Werkzeuge – täglich in Ihren Händen



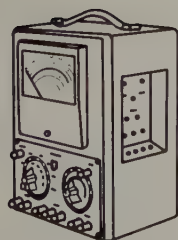
**...wenn es
um Elektronik geht**

ELEKTRO SPEZIAL
G · M · B · H

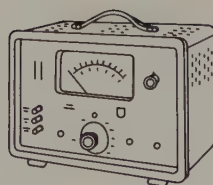
HAMBURG 1 · MÖNCKEBERGSTR. 7 · PHILIPS-HAUS



GM 6009 hochohmiges Diodenvoltmeter für die Messung von Gleich- und Wechselspannungen, Widerständen und kleinen Gleichströmen; 20 Hz bis 100 MHz; 22 Meßbereiche.



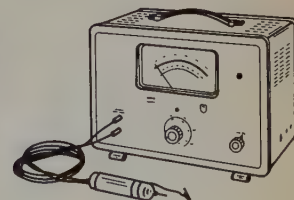
GM 6058 hochohmiges Diodenvoltmeter für die Messung von Gleich- und Wechselspannungen, Gleich- und Wechselströmen, Widerständen und Kapazitäten; 40 Hz bis 1000 MHz; 55 Meßbereiche.



GM 6020 Verstärkervoltmeter für die Messung von Gleichspannungen und kleinen Gleichströmen; 15 Meßbereiche: 100 μ V bis 1000 V bzw. 100 pA bis 10 μ A; Eingangswiderstände: 1 bzw. 100 M Ω .



GM 6012 Breitband-Millivoltmeter; Verstärkervoltmeter für die NF- und HF-Technik; 2 Hz bis 1 MHz; 12 Spannungsbereiche: 1 mV bis 300 V.



GM 6014 HF-Millivoltmeter; Verstärkervoltmeter für die HF-Technik; Frequenzbereich: 1 kHz bis 30 MHz; 10 Spannungsbereiche: 1 mV bis 30 V.



Sie verlangen Betriebssicherheit -
wir bieten sie Ihnen mit

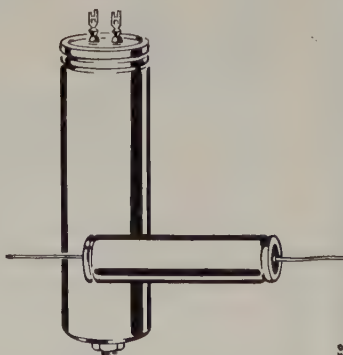
BOSCH MP-KONDENSATOREN

für Nachrichtentechnik · Fernsehtechnik · Elektronik ·
Regel- und Steuertechnik · Meßgerätebau.

BOSCH MP-Kondensatoren heilen bei Durchschlägen selbst und sind unempfindlich gegen kurzzeitige Überspannungen. Sie sind kurzschlußsicher und praktisch induktionsfrei. Wir liefern BOSCH MP-Kondensatoren für Gleichspannung als Klasse 1 für besonders hohe klimatische Anforderungen und als Klasse 2 für normale klimatische Verhältnisse.

Ausführung	Nenn-/Spitzensp. V	Kapazität μF
MP-Wickel in Al.-Rundbecher mit Gewindebolzen zum Befestigen und Erden.	160/240 250/375 350/525	1 ... 32 0,5 ... 40 0,5 ... 32
Lötösen auf dem Gehäusedeckel	500/750 750/1125	0,1 ... 20 0,5 ... 8
Stabform, MP-Wickel in Metallrohr.	160/240 250/375	1 ... 4 0,5 ... 2
Anschlußdrähte an den Stirnseiten	350/525 500/750	0,25 ... 2 0,1 ... 1

Verlangen Sie bitte unsere technische Druckschrift über BOSCH MP-Kondensatoren für Gleichspannung.



Mo 750



ROBERT BOSCH GMBH STUTTGART



Elektrolyt- Kondensatoren

für

Funk-Technik
Fernmelde-Technik
Elektronik
Fotoblitz-Geräte
Anlaßzwecke bei Motoren

Verschiedene Bauformen:

freitragend
Einlochbefestigung
Schraubbefestigung
Schräklappenbefestigung
Schellenbefestigung
Bügelbefestigung



Sonderausführungen für gedruckte Schaltungen

mit:

»snap-in«-Anschlüssen
»Lötstift«-Anschlüssen
Kunststoffsockel für
stehende Montage

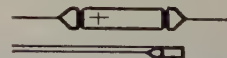


Sondertypen

für hohe thermische und
klimatische Anforderungen

Tantal-Kondensatoren

in Wendel- und Folienausführung
glatt und rau
sowie Sinterkörpertypen
mit festem Elektrolyten
(Halbleiter)



Auführliche Druckschriften auf
Anforderung; Angebote über
Spezialtypen bei lohnenden Mengen.

HYDRAWERK
AKTIENGESELLSCHAFT
BERLIN N 65



schneidet die Bandbreite der Farbwertinformation. Diese abwechselnden, schmalbandigen Informationen steuern schließlich den Modulator des Farbhilsträgers. Dieser Hilfsträger wird nicht stetig auf den Modulator gegeben, um mit den Farbwertsignalen moduliert zu werden. Er wird zuvor derart getastet, daß er nur auf den den Zeilen ($R-y$) entsprechenden Löschstufen erscheint. Dies dient — wie schon erwähnt — zur Unterscheidung der beiden Farbwertinformationen.

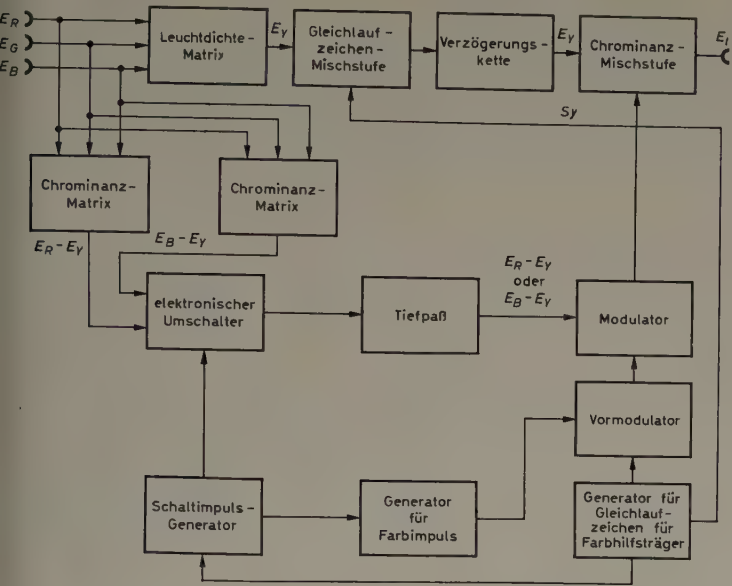


Bild 3. Blockscheema der Verschlüsselungseinrichtung

Aus dieser Beschreibung ersieht man die Einfachheit der zum Einsatz kommenden Mittel und insbesondere die Tatsache, daß die Einstellungen keineswegs kritisch sind. Man wird auch die verhältnismäßig niedrige Umschaltfrequenz bemerken.

3.3 Entschlüsselungseinrichtung

Bild 4 zeigt das Blockscheema dieser Einrichtung, die dazu dient, aus dem komplexen Signal die breitbandige Lichtwertinformation und die drei Farbwertsignale für Rot, Grün und Blau schmalbandig zu gewinnen. Genaugenommen soll die Entschlüsselungseinrichtung die drei Farbwertinformationen bilden, die eine gemischte Zusammensetzung haben.

Der NF-Teil dieser Informationen ist klar getrennt und entspricht den Signalen E_R , E_G , E_B . Der HF-Teil, die sogenannten „mixed highs“ der amerikanischen Literatur, ist allen Signalen E_R , E_G , E_B gemeinsam und wird aus dem Lichtwertsignal gewonnen. Das menschliche Auge überlagert dann die Eindrücke der drei Grundfarben und empfindet dann wieder den Eindruck des Lichtwertes.

Das an den Eingang der Entschlüsselungseinrichtung gelegte komplexe Signal E_I wird zunächst durch Siebung in zwei Signale — das Lichtwertsignal E_Y und das dem Hilfsträger aufmodulierte Farbwertsignal E_R-E_Y oder E_B-E_Y — zerlegt. Es sei jetzt die Weiterverarbeitung der beiden Farbwertsignale E_R-E_Y und E_B-E_Y näher betrachtet. Die erste Aufgabe ist die Identifizierung dieser Signale, die beide jeweils wechselweise übertragen werden können. Diesem Zweck dienen Impulse, die von der Farbsynchronisierungs-Abtrennstufe kommen und den Umschaltgenerator im richtigen Zeitpunkt steuern. Nach Identifizierung der beiden Signale muß man von den beiden nacheinander gelieferten Informationen auf zwei gleichzeitig übertragene Informationen übergehen. Bei der Darstellung der grundsätzlichen Vorgänge war gezeigt worden, daß das Auge die Amplitudensprünge von (E_R-E_Y) oder (E_B-E_Y) von einer Zeile auf die andere nicht wahrnimmt. Um diesen Übergang von der sequentiellen auf die gleichzeitige Übertragung zu erhalten, verwendet man grundsätzlich die Farbwertinformation (E_R-E_Y) oder

(E_B-E_Y) , die jeweils zur Verfügung steht, und dazu die Farbwertinformation (E_B-E_Y) oder (E_R-E_Y) , die mit der vorhergehenden Zeile übertragen worden ist. Die Reiheninformationen werden über zwei Kanäle übertragen, einen direkten Kanal und einen Kanal, in dem eine Verzögerungsleitung mit einer Verzögerung von der Dauer einer Zeile eingeschaltet ist. Am Ausgang dieser beiden Kanäle erhält man gleichzeitig zwei Informationen, (E_R-E_Y) und (E_B-E_Y) . Ein Ausgang gibt abwechselnd (E_R-E_Y) , (E_B-E_Y) , (E_R-E_Y) usw., der andere die komplementäre Information (E_B-E_Y) , (E_R-E_Y) , (E_B-E_Y) usw. Diese beiden Ausgänge brauchen nur noch im Takt der Zeilenfrequenz auf zwei weitere Kanäle umgeschaltet zu werden, denen man dann stets (E_R-E_Y) oder (E_B-E_Y) entnehmen kann. Diesen Vorgang steuern die Umschalter 1 und 2.

Die verbundenen Ausgänge der Umschalter 1 und 2 steuern zwei Demodulatoren, die die Hüllkurve der Hilfsträgerfrequenz liefern, das heißt die Gleichstromsignale E_R-E_Y und E_B-E_Y und nicht die der Trägerfrequenz aufmodulierten Signale.

Mit Hilfe einer Chrominanz-Schaltmatrix ist es dann möglich, nicht nur E_B-E_Y und E_R-E_Y , sondern auch E_G-E_Y zurückzugewinnen. (Es sei darauf hingewiesen, daß in diesen Formeln in E_Y nur die NF-Komponenten des Lichtwertsignals enthalten sind.) Man legt schließlich die drei Spannungen (E_R-E_Y) , (E_G-E_Y) und (E_B-E_Y) an die entsprechenden Gitter einer Dreifarbenröhre mit drei Strahlerzeugern, deren Katoden in Parallelschaltung mit dem kompletten (breitbandigen) Signal E_Y gesteuert werden. Jeder Strahlerzeuger wird also nur von dem Signal gesteuert, das zu einer Grundfarbe gehört: Für Rot wird das Signal beispielsweise aus der Summe von E_R-E_Y und E_Y , das heißt E_R , gebildet. Dieses Signal enthält die NF-Komponenten, die dem Signal E_R für Rot eigen sind, sowie die mixed-highs, die zu allen drei Farben gehören.

4. Leistungen und Vorteile des SECAM-Verfahrens

Die *Compagnie Française de Télévision* verbessert ihr Farbfernsehverfahren stetig, ohne dabei dessen grundlegende Arbeitsweise zu ändern, das heißt unter Beibehaltung der wechselweisen Übertragung der beiden Farbinformationen. Sie hat zunächst die Amplitudenmodulation der Hilfsträgerfrequenz mit den im Abschnitt 3.1 angegebenen Daten ausprobiert. Später hat sie — unter Beibehaltung der Amplitudenmodulation der Trägerfrequenz — den Größtwert der Amplitude verändert. Schließlich führt sie zur Zeit Versuche mit Frequenzmodulation der Trägerfrequenz aus, wobei für Amplitude, Frequenzhub und Vorverzerrung verschiedene Werte ausprobiert werden.

Für diese Varianten des Verfahrens sind die Ergebnisse in bezug auf den Einfluß

- der zufälligen Phasenverschiebungen,
 - der zufälligen Amplitudenschwankungen und
 - der Geräusche und Interferenzen
- nachstehend zusammengefaßt.

4.1 Amplitudenmodulierte Hilfsträgerfrequenz mit einem Höchstwert der Amplitude, die 50% der des Lichtwertsignals entspricht

Die wesentlichste Eigenschaft für diesen Fall ist die völlige Unempfindlichkeit des übertragenen Signals in bezug auf Phasenverzerrungen. Diese Eigenschaft ist ein erheblicher Vorteil gegenüber dem NTSC-Verfahren, das sehr empfindlich gegen Phasenverschiebungen ist — insbesondere solchen, die durch die Änderung des Lichtwertes bedingt sind und nur schwer ausgeglichen werden können.

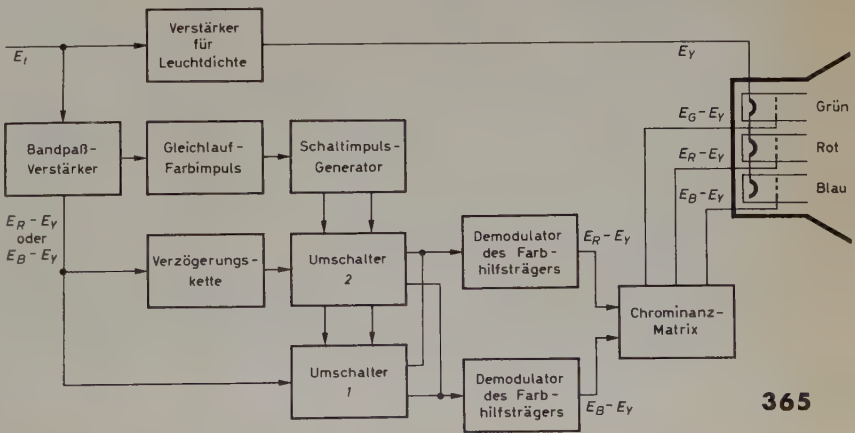


Bild 4. Blockscheema der Entschlüsselungseinrichtung

Da die Farbwertinformation ausschließlich durch eine Amplitudenmodulation übertragen wird, hat man gegenüber den Amplitudenschwankungen dieselbe Empfindlichkeit wie beim NTSC-Verfahren. Es muß nämlich berücksichtigt werden, daß diese Modulation wie beim NTSC-Verfahren nur einer Farbwertinformation entspricht.

Nur von einem Standpunkt aus gesehen sind die Daten schlechter als die entsprechenden des NTSC-Verfahrens. Das Signal ist um etwa 9...10 dB empfindlicher gegenüber Störgeräuschen und Interferenzen.

4.2 Amplitudenmodulation des Hilfstägers mit einer größten Amplitude, die gleich 100% des Lichtwertsignals ist

Die größere Empfindlichkeit des Signals gegenüber Störspannungen und Interferenzen läßt sich leicht erklären, wenn man bedenkt, daß beim NTSC-Verfahren das Farbwertsignal als Größtwert 122% des Lichtwertsignals hat. Wenn man den Größtwert der Amplitude der Hilfstägerfrequenz auf denselben Wert vergrößert wie den des Lichtwertsignals, verbessert man den Geräuschabstand. Da dieser hier um 6 dB vergrößert wird (wie die Amplitude der Hilfstägerfrequenz), ist er nur noch 3...4 dB schlechter als beim NTSC-Verfahren.

Bei diesem speziellen Amplitudenwert der Hilfstägerfrequenz bleibt aber der sehr wichtige Vorteil der Unempfindlichkeit in bezug auf die Phasenverschiebungen erhalten. Die etwa gleiche Empfindlichkeit gegenüber Amplitudenschwankungen bleibt ebenfalls bestehen.

4.3 Frequenzmodulation der Hilfstägerfrequenz

Diese Modulation wird zur Zeit ausprobiert. Sie ergibt eine weitgehende Unempfindlichkeit gegenüber starken Amplitudenschwankungen, dagegen verliert man aber nicht ganz den Vorteil der gänzlichen Unempfindlichkeit gegenüber den Phasenverzerrungen. Für die großflächigen farbigen Bildelemente wird nämlich die Farbe von der Frequenz des Hilfstägers bestimmt und nicht von der Phasenlage. Im Falle der Frequenzmodulation sind also die Phasenverzerrungen nicht ganz ohne Einfluß, sie wirken sich nur noch an untergeordneten Stellen bei Farbübergängen aus.

Mit den zuerst für die Hilfstägerfrequenz und die Modulation gewählten Daten erhält man einen leichten Vorteil des SECAM-Verfahrens gegenüber dem NTSC-Verfahren in bezug auf Störspannungen und Interferenzen.

Gleich bei den ersten Versuchen mit Frequenzmodulation wurde also das SECAM-Verfahren dem NTSC-Verfahren in bezug auf den Einfluß der Amplitudenschwankungen, der Phasenverzerrungen und der Geräusche und Interferenzen überlegen.

Es bleibt zur Zeit nur noch ein Punkt, der verbessert werden muß: die Abhebung der Hilfstägerfrequenz beim Einsatz der Frequenzmodulation. Wenn man nämlich keine besonderen Vorkehrungen trifft, bleibt die Hilfstägerfrequenz kein ungerades Vielfaches der halben Zeilenfrequenz, und sie ist nicht mehr von der Hauptmodulation zu unterscheiden.

Es sind hier zur Zeit Versuche im Gang. Zweck dieser Versuche ist, der Frequenz des Hilfstägers beim Sender quantisierte Werte zu geben. Infolge dieser Quantisierung kann dann die Hilfstägerfrequenz nur noch eine Reihe getrennter und gestufter Werte annehmen, die je einer Farbe und gleichzeitig allen ungeraden Vielfachen der halben Zeilenfrequenz entsprechen. Diese Quantisierung ergibt eine Erschwerung nur beim Verschlüsseln, während die Entschlüsselungseinrichtungen genau dieselben bleiben — gleichgültig, ob man eine kontinuierlich variable oder eine quantisierte Hilfstägerfrequenz verwendet.

4.4 Kommerzielle Empfänger

Schließlich ist noch ein Vorteil des SECAM-Verfahrens gegenüber dem NTSC-Verfahren zu erwähnen: Die Empfänger sind beim ersten Verfahren einfacher. Der Preis der Empfänger bleibt in beiden Fällen etwa derselbe, weil der Preis der Verzögerungsleitung (etwa 65 DM), die bei den SECAM-Empfängern benötigt wird, die Ersparnisse, die man infolge der kleineren benötigten Anzahl von Widerständen, Kondensatoren, Drosseln und Röhren machen kann, aufwiegt.

Es steht jedoch fest, daß die verwendeten Kreise einfacher und stabiler sind als in den NTSC-Empfängern. Dadurch werden die Wartungskosten, die zur Zeit in den Vereinigten Staaten für Farbfernsehempfänger sehr hoch sind, stark vermindert.

5. Schlußbemerkung

Wenn man das SECAM-Verfahren in seinem heutigen Entwicklungsstand mit dem NTSC-Verfahren vergleicht, kann man feststellen, daß es in bezug auf die drei nachstehenden Punkte wesentliche Vorteile bietet:

1. Einfluß der Amplituden- und Phasenverzerrungen,
2. Einfluß der Störungen und Interferenzen,
3. Einfachheit der Empfänger.

Würden die Forschungslaboratorien die Weiterentwicklung dieses Verfahrens auf internationaler Basis unternehmen, so könnte man für Europa ein Farbfernsehverfahren aufstellen, das dem NTSC-Verfahren überlegen wäre. Man könnte so die Entwicklung und Verbreitung dieser neuen Fernstechnik fördern und beschleunigen.

(eingegangen am 11. April 1960)

PERSÖNLICHES

Friedrich Mörtzsch 60 Jahre

Am 26. August 1960 vollendete Dr.-Ing. F. Mörtzsch, seit 1951 Leiter der Presse- und Public-Relations-Abteilung der AEG, das 60. Lebensjahr. Mörtzsch, der nach dem Kriege mehrere Jahre Mitarbeiter an einer großen westdeutschen Tageszeitung war, hat sich als Vorsitzender der Arbeitsgruppe „Industriefilm“ des Bundesverbandes der Deutschen Industrie große Verdienste um die Förderung des deutschen Industriefilms erworben. Der bekannte Public-Relations-Fachmann ist als Mitbegründer der Deutschen Public-Relations-Gesellschaft deren zweiter Vorsitzender, ferner ist er Mitglied des Arbeitskreises für Pressefragen beim Bundesverband der Deutschen Industrie sowie Mitglied des Rationalisierungs-Kuratoriums der Deutschen Wirtschaft.

H.-H. Neumann 50 Jahre

Am 4. August beging Hans-Hendrik Neumann, Geschäftsführer der Valvo GmbH, seinen fünfzigsten Geburtstag. Neumann kam 1949 zur Deutschen Philips GmbH, Hamburg, und war später fünf Jahre lang Direktor der Filiale Hannover, die unter seiner Leitung einen bemerkenswerten Aufschwung nahm. Seine Berufung zum alleinzeichnungsberechtigten Geschäftsführer der Valvo GmbH erfolgte vor mehr als drei Jahren und gab ihm die Möglichkeit, seine organisatorisch-technischen und kaufmännischen Fähigkeiten mit Erfolg anzuwenden.

K. Johannsen 50 Jahre

Der Leiter der technisch-literarischen Abteilung der AEG, Dr.-Ing. K. Johannsen, vollendete am 12. September 1960 sein 50. Lebensjahr. Nach dem Studium der Starkstromtechnik an der Technischen Hochschule Berlin trat er 1935 in die Apparatefabrik der AEG in Berlin-Treptow ein und übernahm 1942 als Laborchef die Entwicklung der Elektronenstrahl-Oszillografen. Noch im gleichen Jahr promovierte er an der Technischen Hochschule Danzig. Seit 1949 ist er mit der Leitung der technisch-literarischen Arbeit in der AEG betraut.

E. A. Mootz 40 Jahre bei Philips

Am 23. August 1960 konnte E. A. Mootz, Mitglied der Geschäftsführung der Alldelphi (Allgemeine Deutsche Philips Industrie GmbH) auf 40 Dienstjahre im Hause Philips zurückblicken. Mootz begann seine berufliche Laufbahn 1920 bei den N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken in Eindhoven und beschäftigte sich zunächst mit Glühlampen, später mit Röntgenröhren. 1933 wurde er in den Vorstand der C. H. F. Müller AG, Hamburg, berufen, die zur deutschen Philips-Gruppe gehört. Während des Krieges kehrte er vorübergehend in die Niederlande zurück, um sich technisch-organisatorischen Aufgaben zu widmen. Nach dem Kriege siedelte Mootz wieder nach Deutschland über und trat dort in die Alldelphi ein. Der Wiederaufbau der weitgehend zerstörten Philips-Produktionsstätten und ihre Ergänzung durch neue Fabriken in Hamburg, Berlin, Aachen, Krefeld und Wetzlar sind zum großen Teil seiner Initiative zu verdanken.

W. Wandel Ehrensator der Technischen Hochschule Stuttgart

Der Mitbegründer und Teilhaber der Firma Wandel u. Goltermann, Wolfram Wandel, wurde in Anerkennung seiner Verdienste um die elektronische Meßtechnik zum Ehrensator der Technischen Hochschule Stuttgart ernannt.

Aus dem 1923 mit Ulrich Goltermann eröffneten Ingenieurbüro für Rundfunktechnik ist das heutige Werk für Rundfunk, Meßtechnik und Fernmeldeanlagen, das zur Zeit 650 Mitarbeiter beschäftigt, hervorgegangen. Wegen seines engen Kontaktes mit den Technischen Hochschulen und Industrielaboratorien war Wandel stets mit den neuesten Problemen der elektronischen Meßtechnik vertraut und konnte so dazu beitragen, der Forschung hochwertige Meßgeräte zu liefern.

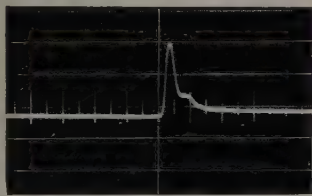
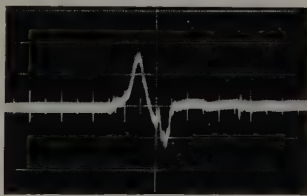
Entstehung und Kompensationsmöglichkeiten des Rücklaufstörsignals in Vidikon-Kameraanlagen

DK 621.397.331.222

Beim Betrieb von Vidikon-Kameras tritt im allgemeinen ein Störimpuls in der Austastlücke des Bildsignals auf, der durch den Rücklauf des Horizontalablenkgerätes verursacht wird. Dieser Störimpuls kann im Signalverstärker zu unbeabsichtigter Verlagerung von Arbeitspunkten bei Röhren mit Klemmschaltung führen und damit Fehler der Gradation und des Schwarzwertes im Signal hervorrufen. Es werden Entstehungsursachen des Störsignals analysiert und Verfahren zu deren Beseitigung angegeben.

In Fernsehanlagen, bei denen zur Bildaufnahme ein Vidikon verwendet wird, treten in dem von der Kamera abgegebenen Bildsignal in der Austastlücke Störimpulse auf, die von der Ablenkung eingestreut werden. Das hat seine Ursache darin, daß sich die Bildaufnahmeröhre im Wechselfeld der Horizontal- und Vertikalablenkspulen befindet. Das Störsignal entsteht aus dem Rücklauf der Horizontalablenkung, weil die Rücklaufzeit nur ein Teil der Hinlaufzeit ist und somit während des Rücklaufs an den Ablenkspulen Spannungen auftreten, die ein Mehrfaches der Spannungen des Hinlaufs annehmen, da $U = dI/dt$.

Die oszillografische Aufnahme der Rücklaufspannung zeigt Bild 1, die eines Störimpulses Bild 2. Der Störimpuls gelangt auf verschiedene Weise in den Bildsignalverstärker und verursacht dort Fehler,

Bild 1. Rücklaufimpuls (1 Teilstr. ≈ 35 mV)Bild 2. Störimpuls (1 Teilstr. ≈ 35 mV)

wenn während des Rücklaufs der Ablenkung das vom ausgetasteten Vidikon gelieferte Potential durch Klemmung zur Schwarzwertübertragung herangezogen werden soll. Die Klemmstufen des Signalverstärkers tasten dann nicht mehr den Austastwert des Videosignals auf ein festes Potential, sondern auf einen um die Störspannung verschobenen Wert. Das wirkt sich vor allem in der Gradationsentzerrungsstufe, in der Vidikon-Kennlinienentzerrungsstufe und in der Austaststufe in einer Verschiebung der Arbeitspunkte aus, wodurch Fehler der Gradation entstehen.

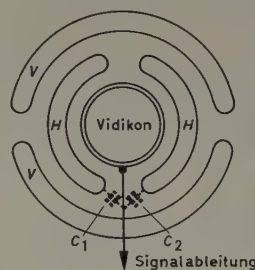
1. Einstreuung außerhalb der Röhre

Um die Arten und Wege der Einstreuung näher zu analysieren, muß man zunächst die Einstreuungen in die Zuleitungen von der Signalelektrode des Vidikons zum Verstärker und die Einstreuungen in die Aufnahmeröhre selbst voneinander trennen. In beide erfolgt die Einstreuung sowohl induktiv als auch kapazitiv. Will man diese Störungen verhindern oder kompensieren, so sind für beide Wege getrennt entsprechende Maßnahmen zu treffen.

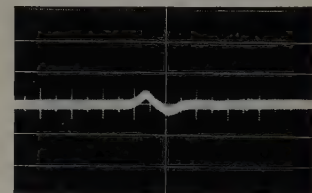
Die Einstreuung in den Verstärker selbst kann man rein konstruktiv durch Abschirmungen und dergleichen völlig verhindern, wenn außerdem darauf geachtet wird, daß nicht infolge falscher Wahl der Erdungspunkte Kopplungsschleifen gebildet werden, in die der Ablenkstrom einkoppeln kann. Als sehr vorteilhaft hat es sich erwiesen, die Signalleitung zum Signalverstärker als kurzes Koaxialkabel auszubilden, über dessen Mantel auch die Masseverbindung zwischen Ablenkensystem und Verstärker hergestellt wird.

Kritischer ist die Ausbildung der vorderen Fassung für die Signalelektrode des Vidikons selbst, denn sie stellt meistens mit dem Ablenkspulensystem eine Einheit dar und kann nicht oder nur bedingt abgeschirmt werden. Das Störsignal kann daher in den Signalabnahmekontakt selbst einstreuen. Die induktive Kopplungskomponente ist vermeidbar, wenn bei der Formgebung des Kontaktes

keine Schleifenform entsteht — beispielsweise um eine Federwirkung zu erreichen —, die als Kopplungsschleife auf das Ablenkfeld wirken kann. Die kapazitive Einstreuung geht erheblich zurück, wenn die geometrische Lage des Abnahmekontaktes zum Zeilenablenkfeld derart gewählt wird, daß der Kontakt zu beiden Spulenhälften annähernd die gleiche Kapazität aufweist, die dabei so klein wie möglich sein soll. Man erreicht das zum Beispiel, indem man den Abnahmekontakt zwischen die beiden Wicklungen der Horizontalspule legt (Bild 3). Das Störsignal läßt sich auf ein Minimum reduzieren, wenn die beiden Kapazitäten C_1 und C_2 einander gleich sind. Bild 4 zeigt ein Oszillogramm der nach dem Abgleich verbleibenden Störspannung



◀ Bild 3.
Zur Lage des Abnahmekontaktes
Bild 4. Verbleibende Störspannung
nach dem Abgleich einer Versuchsanordnung (1 Teilstrich ≈ 5 mV)

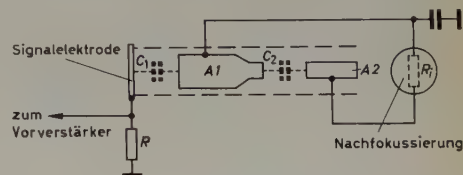


bei einer Versuchsanordnung. Es wurde ein Vorverstärker verwendet, der bei einem Signalstrom von $0,35 \mu A$ am Eingang für Weiß am Ausgang eine Spannung von 100 mV_{ss} abgibt. Das Vidikon wurde aus der Fassung entfernt. Die restliche Störspannung war hier etwa 5 mV_{ss} . Das bedeutet, daß bei einem Nutzsignal von 100 mV_{ss} der Störabstand 1:20 ist. Setzt man in die Versuchsanordnung ein Vidikon ein, dann kann die gesamte Störspannung 100% und mehr des Nutzsignals sein. Den weitaus größeren Anteil der Störspannung bringt also das Vidikon selbst mit. Da beide Teilspannungen gleichphasig sind, addieren sie sich.

2. Einstreuung innerhalb der Röhre

Die Einstreuung über die Bildaufnahmeröhre in den Verstärker ist von der Art des verwendeten Vidikons abhängig, jedoch ist die Hauptursache bei allen gebräuchlichen Typen die kapazitive Einstreuung auf die Signalelektrode. Die induktive Einwirkung des Ablenkfeldes auf die Signalelektrode ist praktisch bedeutungslos, weil sich diese Elektrode in der Symmetrieebene des Ablenkfeldes befindet und die darauf induzierten Ströme einander kompensieren.

Bild 5. Zur Einstreuung in Röhren mit geteiltem Anodensystem



Der eine Weg der Einstreuung besteht in der Kapazität C_1 (Bild 5) zwischen Signalelektrode und Anodensystem. Bei der Beurteilung dieser Kapazität muß man zuvor noch zwischen zwei Vidikontypen unterscheiden, nämlich zwischen solchen mit geteiltem und solchen mit ungeteiltem Anodenzylinder.

2.1 Vidikons mit geteiltem Anodensystem

Bei Vidikons mit geteilten Anodensystemen induziert das Ablenkfeld in den Zuleitungen der beiden Anoden, die mit C_2 und dem Generatorinnenwiderstand R_i eine Kopplungsschleife bilden, eine Spannung, die gleichfalls über C_1 in den Verstärker gelangt (Bild 5). Wie daraus ersichtlich, wird bei Röhren mit geteilten Anoden ein zusätzliches

Störsignal vom Anodensystem über C_2 , C_1 eingekoppelt, das die Eindeutigkeit des vom Ablenkkfeld direkt eingestreuten Signals wegen unterschiedlicher Phasenlage in Frage stellen kann. Röhren mit geteilten Anodensystemen finden nur noch selten Verwendung, weil eine elektrostatische Nachfokussierung bei Vidikons sehr aufwendig ist und man außerdem Methoden entwickelt hat, bei Röhren mit geschlossenem Anodensystem den Ablenkstrahl magnetisch nachzufokussieren. Deshalb verliert dieser Röhrentyp an Bedeutung und sei im folgenden nicht weiter berücksichtigt.

2.2 Röhren mit geschlossenem Anodensystem

Bei Vidikons mit geschlossenen Anodensystemen handelt es sich um eine weitgehend eindeutige Einkopplung. Den hauptsächlichsten Weg der Einstreuung bildet die Kapazität C_4 zwischen den Ablenkspulen und der Signalelektrode (Bild 6). Mit Hilfe von Abschirmungen, die weit über den vorderen Röhrenteil reichen, kann man diese Kapazität herabsetzen, jedoch nicht ganz beseitigen, denn die Abschirmung muß

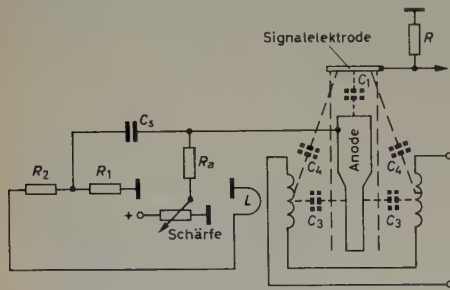


Bild 6. Zur Einstreuung in Röhren mit einem geschlossenem Anodensystem

so ausgebildet sein, daß sie keine Kurzschlußwindungen für das Ablenkkfeld bildet. Außerdem erhöht eine derartige Abschirmung die Kapazität zwischen Signalelektrode und Masse, so daß hier nur eine Kompromißlösung möglich ist.

Die induktive Einwirkung auf die Signalelektrode und diejenige auf den Anodenzyylinder kompensieren sich selbst, weil sich Elektrode und Zylinder in der Symmetrieachse des Ablenkkfeldes befinden. Das über die verhältnismäßig große Kapazität C_3 zwischen Ablenkspulen und Anode (Bild 6) in das System eingekoppelte Signal U wird stark differenziert, wobei die ohmsche Komponente R_1 des Differentiationsgliedes sehr klein ist, weil hierfür zunächst nur die Widerstände der Zuleitungen zur Anode in Betracht kommen. Eine Überschlagsrechnung soll das veranschaulichen. Setzt man beispielsweise die Rücklaufspannung an den Ablenkspulen gleich U_1 , $C_3 = 25$ pF, $R_1 = 10 \Omega$ und die Grundfrequenz des Störimpulses $f = 160$ kHz, wobei angenommen ist, daß bei einer Zeilenfrequenz von 15,625 kHz der Rücklauf des Horizontalablenkkfeldes nach etwa 5% der Zeilendauer beendet ist, dann ergibt sich die Spannungsteilung aus

$$\frac{U}{U_1} = \frac{R_1}{1 + j\omega C_3} \approx \frac{1}{4 \cdot 10^3}$$

Entsprechend erhält man für die zehnte Harmonische von f etwa den Wert $10^2/4$.

Es kann sich also auf dem Anodenzyylinder nur eine sehr kleine Spannung ausbilden, die über C_1 auf die Signalelektrode gelangt, wobei sie noch einmal im Verhältnis $1/j\omega C_1 : R$ geteilt wird und somit nur einen sehr geringen Anteil zum Gesamtstörsignal liefert. Im Bild 7a ist das Störsignal eines Vidikons zu sehen, dessen Anodensystem entfernt wurde. Bild 7b zeigt dagegen das Störsignal eines normalen Vidikons. Der Unterschied läßt den Einfluß der Anode in den überlagerten Spitzen erkennen.

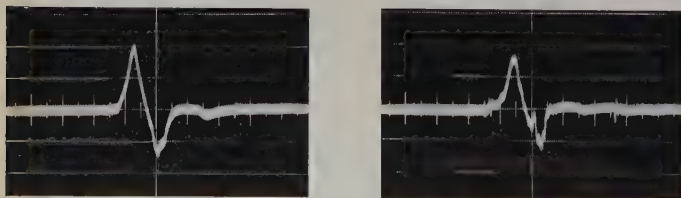


Bild 7a (links). Störsignal eines Vidikons, dessen Anodensystem entfernt wurde (1 Teilstr. ≈ 35 mV). Bild 7b (rechts). Störsignal eines normalen Vidikons (1 Teilstr. ≈ 35 mV)

Betrachtet man dagegen die Einkopplung über C_4 vom Ablenksystem in die Signalelektrode und setzt $C_4 = 1$ pF, den dynamischen Eingangswiderstand des Vorverstärkers $R = 5$ k Ω und für die Eingangskapazität C_e des Vorverstärkers 20 pF ein, dann ergibt sich für die Spannungsteilung bei der Grundfrequenz $f = 160$ kHz

$$\frac{U}{U_1} = \frac{R \cdot 1/j\omega C_e}{R + 1/j\omega C_e} \approx \frac{1}{2,2 \cdot 10^2}$$

Der hauptsächlichste Anteil des Störsignals gelangt, wie hieraus zu ersehen, über die Kapazität C_4 zwischen Ablenkspulen und Signalelektrode in den Verstärkereingang. C_4 und R bilden hierbei ein Differentiationsglied, durch das das Rücklaufsignal (Bild 2) entsprechend Bild 7 verformt wird. Wegen der Eindeutigkeit der Einstreuung können in diesem Fall Maßnahmen zur Kompensation getroffen werden.

3. Beispiele zur Kompensation

Ein geeignetes Kompensationssignal gewinnt man auf einfache Weise, indem man mit Hilfe einer Kopplungsschleife L dem Ablenkkfeld eine Kompensationsspannung entsprechender Phase entnimmt und über einen Spannungsteiler in den Verstärkungs kanal eingekoppelt. Eine solche Möglichkeit besteht am Eingang des Vorverstärkers. Eine hierfür erforderliche Kopplungskapazität zum Gitter der ersten Verstärkerröhre würde den Verstärkereingang zusätzlich kapazitiv belasten.

Es gibt aber noch eine andere Möglichkeit, indem die bestehende Kapazität zwischen Anodensystem und Signalelektrode, also C_1 , zur Einspeisung des Kompensationssignals verwendet wird (Bild 6).

Die Anode des Vidikons wird wechsellspannungsmäßig mit 10 Ω vom Massepotential abgehoben, wenn man den Siebkondensator C_s an R_1 legt. R_1 bildet mit R_2 einen Spannungsteiler, durch den die Kompensationsspannung eingestellt werden kann. Die Siebwirkung von C_3 wird durch einen Widerstand dieser Größenordnung allerdings geringfügig beeinflusst, und zwar wird der Anteil des von den Ablenkspulen auf die Anode und von dort über C_1 auf die Signalelektrode gelangenden Störsignals vergrößert. Bei einem Widerstand dieser Größenordnung kann man diesen Einfluß noch in Kauf nehmen, wie die Überschlagsrechnung ergeben hat. Die im Bild 8 gezeigte, noch nach der Kompensation verbleibende Restspannung ist praktisch dieser Anteil.

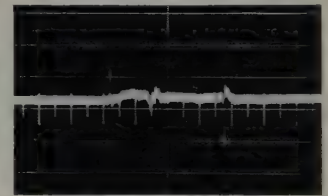


Bild 8. Verkleinertes Störsignal (1 Teilstrich ≈ 10 mV)

Diese Art der Kompensation bringt mit geringstem Aufwand eine wesentliche Verbesserung der Verhältnisse, denn es läßt sich auf diese Weise eine Verkleinerung des Störsignals um etwa den Faktor 10 erreichen. Das restliche Störsignal (Bild 8) ist bei einem Nutzsignal von 100 mV_{ss} am Ausgang des Vorverstärkers kleiner als 10 mV_{ss}.

In Betriebsfällen, in denen eine noch größere Störfreiheit verlangt werden muß, zum Beispiel bei Farbkameras, ist die Kompensation mit einer Schaltung nach Bild 9 möglich.

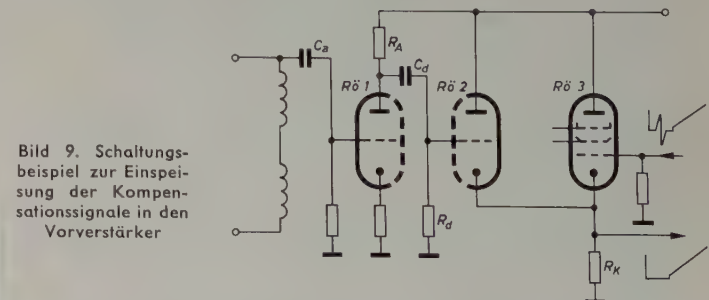



Bild 9. Schaltungsbeispiel zur Einspeisung der Kompensationssignale in den Vorverstärker

Das Rücklaufsignal (Bild 10) wird hier dem Ablenkgenerator über C_a entnommen. $Rö 1$ dreht die Phase des Signals um 180° , und das Signal gelangt dann über das Differentiationsglied C_d , R_d , das das Signal entsprechend dem Störsignal verformt, an das Gitter von $Rö 2$, die mit der Katodenendstufe des Signalvorverstärkers $Rö 3$ auf den



AEG

messen
steuern
regeln

INTERKAMA'60

Halle A 4, Stand 1401, 1402, 1404

EMC

ELEKTRO-MECHANIK GMBH
WENDENERHÜTTE

ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS
PROGRAMMSTEUERUNGEN
DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-
EINRICHTUNGEN UND ANDERE
ANWENDUNGEN

KONTAKTSCHUTZRELAIS
SCHWEISSZEITBEGRENZER
LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN

ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

VONA

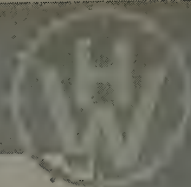


GEBR. v. ALTEN

KRONBERG IM TAUNUS

FERNRUF 2634 • FERNSCHREIBER 04 15814

WETZER



Zeitmeß- und Kontrollgeräte

finden u. a. Anwendung zur
Registrierung von:
Prüfergebnissen, Zählergebnissen
elektronischer Zähler,
Arbeitszeiten, Gewichten.

Überwachung von:
Lieferungen an Schüttgut,
Sendevorgängen.

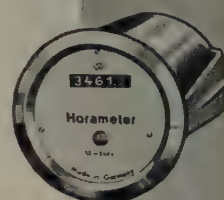


Betriebsstunden- zähler, Horameter

für die Kontrolle von Maschinen
jeder Art.

Wir beraten Sie gerne.
Verlangen Sie Prospekt 1100

Wir stellen aus:
INTERKAMA, Düsseldorf
Halle C 1, Stand 3018



HERMANN WETZER & CO.

PFRONTEN / BAYERN

ENGLISH ELECTRIC VALVE CO. LTD.

Tetroden für Impulsverstärker



Die Röhre C1133 der E.E.V. hat dieselben Eigenschaften wie die Röhre 4PR60A. Sie erfüllt alle Anforderungen für militärische und kommerzielle Anwendung. Vorteil: kleinere Dimensionen — Härtesten Testbedingungen bis 30 kV unterworfen, bietet sie die Gewähr für absolut zuverlässigen Betrieb bis zur maximalen Spitzenanodenspannung von 25 kV und einer Stromstärke von 18A.

C1133: Ausgangsleistung 300 kW
Impulslänge 2 µsec.
Einschaltdauer 0.001

Die Röhre C1111 wird in Deutschland bevorzugt für die Röhre 715C als deren nahes Äquivalent verwendet.

Typ	Äquivalent für	Max. Länge über alles mm	Max. durchmesser über alles mm	Netto Gewicht g	Heizspannung V	Anodenspannung max. Gleichstrom kV	Anodenspitzenspannung max. kV	Anodenspitzenstrom max. A	Gitterspannung max. kV	Anodenspannung max. W
C1133 (CV2416)	4PR60A 715C CV427 CV2752	150	65	240	26	20	25	18	1.5	60
C1111	715C CV427 CV398	150	65	240	26	17.5	20	15	1.5	60

Für weitere Informationen wenden Sie sich bitte an unsere Vertretung

WILLY LIST

Frankfurt Am Main Süd, Karlsbaderstrasse 8

Ruf: 687244

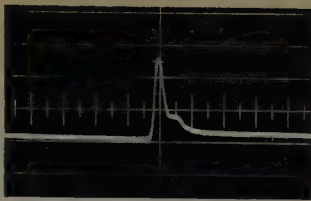


Bild 10. Rücklaufsignal

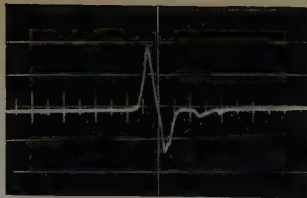


Bild 11. Differenziertes Rücklaufsignal

gemeinsamen Widerstand R_k arbeitet, und hier wird bei richtiger Dimensionierung von R_A das Störsignal kompensiert. Bild 11 zeigt das durch C_d , R_d differenzierte Rücklaufsignal. Ein Vergleich mit Bild 7a zeigt die große Ähnlichkeit von Störsignal und Kompensationssignal. Um den Vergleich zu erleichtern, ist das Signal im Bild 11 um 180° in der Phase gedreht dargestellt.

Diese Schaltung hat gegenüber der ersten den Vorteil, daß man die Form des Kompensationssignals mit entsprechenden Formiergliedern dem Störsignal genau anpassen kann und hier nicht an die festen Glieder C_1 und R (Bild 6) gebunden ist, das heißt, man kann auf diese Weise einen noch größeren Störabstand erreichen.

4. Ergebnisse

Bei der Kompensation von Störsignalen der beschriebenen Art ist eine exakte Kompensation möglich, wenn durch konstruktive Maßnahmen alle Wege der Einstreuung außerhalb der Bildaufnahmeöhre unterbunden werden. Die Einstreuungen über die Signalelektrode lassen sich dann nach den beschriebenen Verfahren kompensieren.

In einer Versuchskamera, in der das Störsignal $100 \dots 120 \text{ mV}_{\text{ss}}$ war, bei einem Nutzsignal von $100 \text{ mV}_{\text{ss}}$ am Ausgang des Vorverstärkers

gemessen, ließ sich das Störsignal mit der ersten Methode bis auf $10 \text{ mV}_{\text{ss}}$ herabsetzen. Das bedeutet aber nicht, daß bei der Klemmung ein um 10% gegen den Austastwert verschobener Signalwert auf ein festes Potential getastet wird. Da die Klemmpulse einen Teil der Austastlücke ausfüllen und der Fehler der Klemmung im wesentlichen davon abhängt, welchen Augenblickswert die dem Austastwert überlagerte Störspannung am Ende der Klemmzeit hat, ist die daraus resultierende Änderung der Arbeitspunkte auf der Kennlinie nichtlinearer Stufen unter Umständen geringer als das Verhältnis der Spitzenspannungen von Störsignal zu Nutzsignal. Die Verhältnisse werden noch günstiger, wenn der Effektivwert des Störsignals sehr klein ist oder wenn das Störsignal von den Klemmpulsen umschlossen wird.

Schrifttum

- [1] Dillenburger, W.: Über die Schwarzpegelhaltung in Fernsehastgeräten. Techn. Hausmitt. NWDR Bd. 7 (1955) S. 217–223
- [2] Dillenburger, W.: Vorverstärker für Bildstromgeneratoren. Kurzmitt. Fernseh GmbH, Sonder-Nr. 2 (1955) S. 1–8
- [3] Wolf, I.: Zur Dimensionierung der Klemmschaltung. Elektron. Rdsch. Bd. 9 (1955) S. 53–56
- [4] Birkinshaw, D. C.: The importance of the D.C.-component. J. Televis. Soc. Bd. 7 (1953) Nr. 3, S. 105
- [5] Neuhauser, R. G.: Black level — the lost ingredient in Television-picture fidelity. J. Soc. Motion Picture Televis. Eng. Bd. 66 (1957) Nr. 10, S. 597
- [6] Levell, D. A.: The theory and application of D. C. restoring circuits. Electr. Engg. Bd. 70 (1951) S. 182 u. 222
- [7] Nuttall, T. C.: Some aspects of television circuit technique: Phase correction and gamma correction. J. Televis. Soc. (1949) Nr. 9, S. 257

(eingegangen am 30. Mai 1960)

W. MOSEBACH

Standard Elektrik Lorenz AG
Bauelementewerk SAF Nürnberg

Tantalkondensatoren mit Sinteranode und festem Elektrolyten

DK 621.319.45:669.294

Die fortschreitende Miniaturisierung elektronischer Geräte fordert von dem Kondensator-Hersteller, daß er möglichst große Kapazitäten auf kleinstem Raum unterbringt. Die bisher größten Kapazitäten je Volumeneinheit erhielt man mit Tantalkondensatoren, deren Anode ein Sinterkörper ist. Die Arbeit beschreibt Herstellung, Aufbau und Eigenschaften solcher Kondensatoren mit einem festen Elektrolyten.

1. Einleitung

Allen Elektrolytkondensatoren ist gemeinsam, daß die Oberfläche eines als Anode des Kondensators dienenden Trägermetalls eine elektrolytisch erzeugte Oxydschicht als Dielektrikum trägt. Die Oberfläche des Trägermetalls, die Dicke der Oxydschicht und ihre Dielektrizitätskonstante bestimmen gemäß

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon \cdot \frac{F}{d}$$

die Kapazität des Kondensators. Die Oxydschicht ist bei den durch Sintern oder mechanische Verarbeitung erreichbaren Oberflächeneigenschaften der Metalle kein idealer Isolator, sondern hat eine merkbare Leitfähigkeit. Man kann sie nicht einfach mit einem Metall als Gegenelektrode kontaktieren, sondern muß als Katode einen Elektrolyten oder einen geeigneten Halbleiter verwenden und die bei einem solchen Kontakt entstehende Sperrschicht zur Reststrombegrenzung ausnützen [1]. Alle Elektrolytkondensatoren sind daher gepolte Kondensatoren, das heißt, ihre Charakteristik ist die eines Gleichrichters, und im Betrieb muß man einer angelegten Wechselspannung stets eine Gleichspannung in Sperrrichtung überlagern, deren Betrag größer ist als die Amplitude der Wechselspannung. Die Nennspannung eines Elektrolytkondensators gibt die Spannung in Sperrrichtung an, für die der Kondensator bestimmt ist.

In der Technik sind bisher Aluminium und Tantal als Trägermetall angewendet worden. Tantal bietet gegenüber Aluminium eine Reihe von Vorteilen:

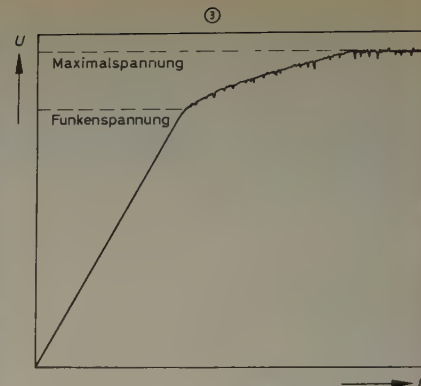
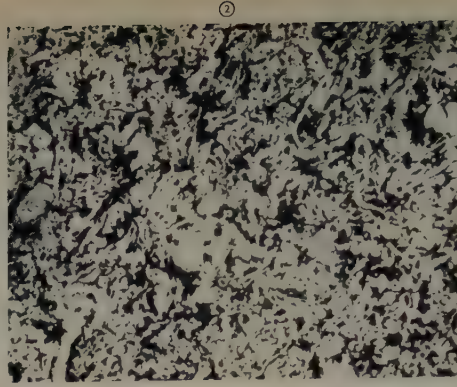
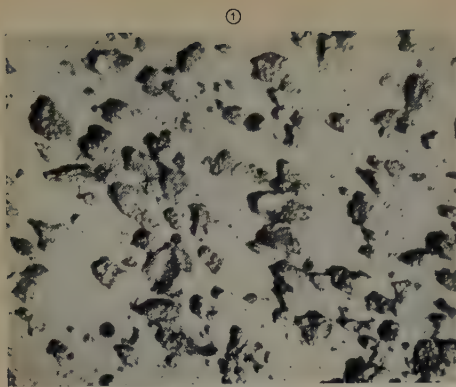
- 1) Das Metall und sein Oxyd sind sehr viel beständiger gegenüber Elektrolyten. Die Tantaloxydschicht wird auch bei Kondensatoren

mit nassem Elektrolyten bei Lagerung nicht angegriffen. Tantalkondensatoren haben daher eine größere Lagerfähigkeit als Aluminiumkondensatoren und erlauben außerdem eine größere Auswahl der zu verwendenden Elektrolyte. Für Aluminiumkondensatoren besteht allgemein die Vorschrift, daß nach einer dreimonatigen Lagerung ohne Spannung die Oxydschicht nachformiert werden soll. Tantalkondensatoren sind auch nach jahrelanger Lagerung sofort einsatzfähig.

- 2) Die Tantaloxydschicht (Ta_2O_5) hat mit $\varepsilon = 27,3$ [2] gegenüber Aluminiumoxyd (Al_2O_3) mit $\varepsilon = 6,87$ eine größere Dielektrizitätskonstante.
- 3) Im Gegensatz zu Aluminium können aus Tantal Sinteranoden hergestellt werden. Sie haben eine viel größere spezifische Anodenoberfläche als Anoden aus Folie oder Draht. Auf Grund der Punkte 2) und 3) ist es bei der Herstellung von Tantalkondensatoren möglich, größere Kapazitäten je Volumeneinheit zu erreichen.
- 4) Bei Tantalkondensatoren kann man nach der Oxydation des Metalls den flüssigen Elektrolyten durch einen Halbleiter ersetzen. Diese „Kondensatoren mit festem Elektrolyten“ sind in den *Bell Telephone Laboratories* [3] entwickelt worden. Besondere Vorteile dieser Kondensatoren sind die geringe Temperaturabhängigkeit von Verlustfaktor und Kapazität — insbesondere im Tieftemperaturbereich — und die Unmöglichkeit, daß bei Ausfall eines Kondensators oder Undichtigkeit eines Gehäuses der Elektrolyt ausläuft und andere Bauelemente der Schaltung zerstört.

2. Herstellung und Aufbau des Kondensators

Ausgegangen wird von extrem reinem Tantalpulver, das zu Sinterkörpern gepreßt wird. Die Korngröße des Pulvers und deren Verteilung, die Kornform, die Form des Preßkörpers und auch der Preßdruck beeinflussen bereits stark die elektrischen Werte des fertigen Kondensators. Bild 1 zeigt die Mikroaufnahme eines Tantalpulvers, das zur Herstellung von Sinterkörpern verwendet wird.



Von links nach rechts: Bild 1. Tantalpulver. Auflichtaufnahme, 50fach vergrößert. Bild 2. Schliffbild eines Tantal-Sinterkörpers (150fach, helle, angeschliffene Tantal-Körper mit dunklen Zwischenräumen). Bild 3. Spannungszunahme einer Tantal-anode als Funktion der Zeit beim Formieren mit konstanter Stromdichte

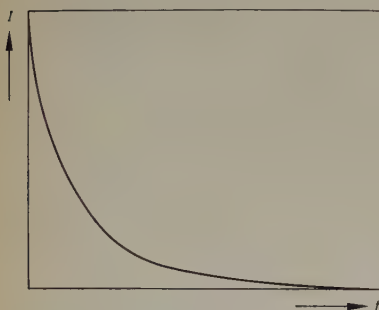


Bild 4. Stromabnahme nach Erreichen der Formierspannung

Bild 5. Schnitt durch einen Tantalkondensator

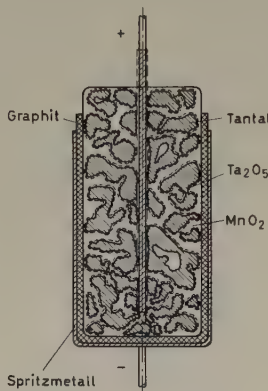
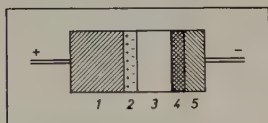


Bild 6. Aufeinanderfolge der Schichten im Tantalkondensator. 1 Tantal, 2 Tantalpentoxid (Dielektrikum), 3 Mangandioxyd, 4 Graphit, 5 Spritzmetall



Die Sinterkörper werden in einem Vakuum-Sinterofen bei einem Druck kleiner als 10^{-4} Torr und einer Temperatur von rund 2000°C gesintert. Die „richtige“ Sinter Temperatur erhält man durch einen Kompromiß zwischen den Reinheitsforderungen an den Sinterkörper und der Kapazitätsausbeute. Mit steigender Sinter Temperatur sinkt die Porosität des Körpers und damit seine Oberfläche je Volumen- und Masseinheit. Bei geringerer Sinter Temperatur verbleiben im Körper mehr Verunreinigungen, die den Reststrom des Kondensators erhöhen und seine Lebensdauer verringern [4]. Ist zudem das Vakuum unzureichend, dann kann zu geringe Sinter Temperatur die Verarbeitung der Körper bereits mechanisch unmöglich machen. Tantal gettert bei erhöhter Temperatur Restgase begierig, die teilweise (O_2 , N_2) erst über 2500°C wieder abgegeben werden [5, 6, 7, 8].

Die innere spezifische Oberfläche eines Sinterkörpers aus Tantal ist nach Berechnung aus der Kapazität $200\ldots 300\text{ cm}^2/\text{g}$. Bild 2 gibt das Schliffbild eines solchen Sinterkörpers wieder, der aus einem im Bild 1 gezeigten Pulver hergestellt wurde.

Die gesinterten Körper werden in einem Elektrolyten anodisch oxidiert. Die Oxydation ist ihrem Wesen nach ein Anlaufvorgang, bei dem positive Tantalionen unter Wirkung des elektrischen Feldes durch die Oxydschicht hindurchwandern und an der Grenzfläche zum Elektrolyten unter Oxydbildung mit Hydroxylionen reagieren [9, 10, 11, 12].

Formiert man einen Körper mit konstantem Strom, dann steigen Spannung und Schichtdicke bis zu einer bestimmten, von Art und Konzentration des Elektrolyten abhängigen Spannung linear mit der Zeit an (Bild 3). Bis zu dieser Spannung, der Funktenspannung, wächst die Schicht amorph mit einer Wachstumsrate von etwa 15 Å/V bei Zimmertemperatur. Das bedeutet eine Feldstärke von $6,6 \cdot 10^6\text{ V/cm}$ im Dielektrikum. Bis zu der Funktenspannung zeigt die Oxydschicht mit zunehmender Dicke gleichmäßig wechselnde Interferenzfarben. Oberhalb der Funktenspannung treten von Funken begleitete Durchschläge auf. Auf der vorher amorphen Oxydschicht

wachsen zunehmend Oxydkristalle, die Spannung steigt verlangsamt an und nähert sich schließlich einem Maximalwert. Nur der Bereich unterhalb der Funktenspannung ist für die Kondensatorherstellung interessant.

Hält man eine gewünschte, erreichte Formierspannung konstant, dann nimmt der Strom exponentiell bis auf einen sehr geringen Wert (Größenordnung 10^{-3} µA/cm^2) ab (Bild 4). Dieser Reststrom ist ein Elektronenstrom (im Gegensatz zum Formierstrom, der ein Ionenstrom ist). Mit der Formierspannung wird bei einem gegebenen Körper die Kapazität des fertigen Kondensators festgelegt (gemäß $C \cdot U = \text{const}$).

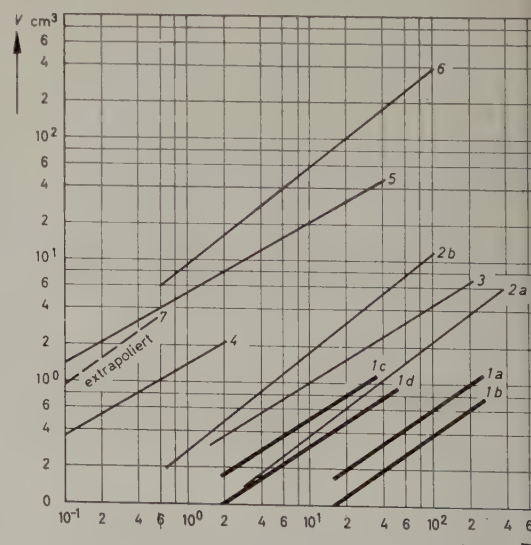
Bei den Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyten wird nach dem Formieren als Katode Mangandioxyd aufgebracht. Das geschieht fertigungstechnisch in der Weise, daß man den formierten Körper in der Lösung eines Mangansalzes trinkt, das daraufhin zu Mangandioxyd oxydiert wird. Mangandioxyd ist ein elektronenleitender Halbleiter mit einem spezifischen Widerstand von $50\ldots 100\text{ Ω cm}$ bei Zimmertemperatur. Eine außen aufgetragene Graphit- und Spritzmetallschicht dient als Katoden-zuleitung. Die Bilder 5 und 6 zeigen den schematischen Aufbau des Kondensators.

Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyten müssen im Gegensatz zu Kondensatoren mit flüssigem Elektrolyten nicht unbedingt in Gehäuse eingebaut, sondern können auch mit einem Schutzlack überzogen oder mit Kunststoff umpreßt werden. Solche lackierten oder kunststoffumpreßten Kondensatoren sind hinsichtlich Temperaturbereich und Klimafestigkeit einigen Einschränkungen unterworfen (sie entsprechen der Klasse 3). Daher werden die Kondensatoren für bestimmte Anwendungsarten auch in ein hermetisch verlotetes Gehäuse eingebaut und entsprechen dann der Klasse 1.

3. Eigenschaften der Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyten

Ein großer Vorteil dieser Kondensatoren ist ihr geringer Raumbedarf je Kapazitätseinheit. Im Bild 7 sind die Volumina einiger Kondensatoren-Typen als Funktion ihrer Kapazitäten aufgetragen. Dabei ist zwischen hermetisch verschlossener und lackierter Ausführung der

Bild 7. Raumbedarf einiger verschiedener Kondensatoren. 1 Tantal-Sinterkörperkondensator mit festem Elektrolyten: a) 6 V, hermetisch verlötet, b) 6 V, lackiert, c) 35 V, hermetisch verlötet, d) 35 V, lackiert. 2 Tantal-Folienkondensator mit flüssigem Elektrolyten: a) 6 V, b) 50 V. 3 Aluminium-Elektrolytkondensator (Miniaturausführung), 30 V. 4 Lackfolienkondensator, 60 V. 5 Kunststoff-folienkondensator, 200 V. 6 Metallpapierkondensator, 160 V. 7 Keramik-kondensator



Tantalkondensatoren unterschieden. Die Volumina je Kapazitätseinheit beider Ausführungen von Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyten sind erheblich geringer als die der Vergleichstypen; sie sind bei den lackierten Kondensatoren etwa halb so groß wie diejenigen der hermetisch verschlossenen Kondensatoren.

Bild 8 [13] zeigt die Kennlinie des Reststroms eines Tantalkondensators mit festem Elektrolyten. Der Reststrom genügt bei höheren Spannungen einem ähnlichen Gesetz wie der Sättigungsstrom der

hermetisch verschlossene Kondensatoren, bei $+65^\circ\text{C}$ und -20°C für lackierte Kondensatoren.

Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyten haben die Eigenschaft, daß in der Oxydschicht auftretende Durchschläge, die bei erhöhter Temperatur auftreten können, selbst ausheilen, wenn der dabei fließende Strom auf einen Maximalwert begrenzt bleibt. Es ist daher

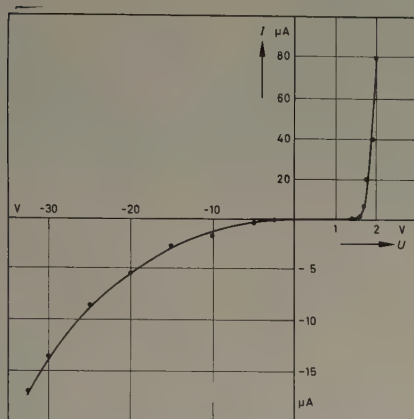


Bild 8. Kennlinie eines Tantalkondensators mit einem Halbleiterelektrolyten bei Raumtemperatur

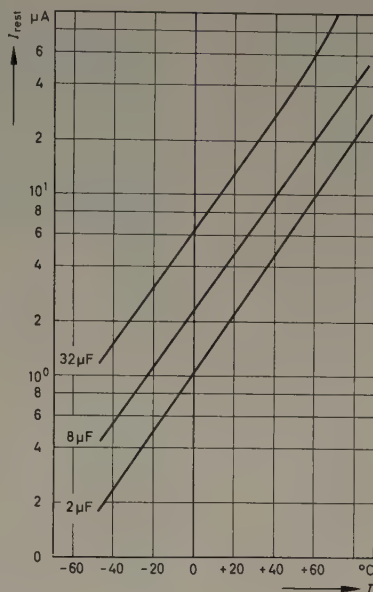


Bild 9. Reststrom als Funktion der Temperatur bei Nennspannung (35 V)

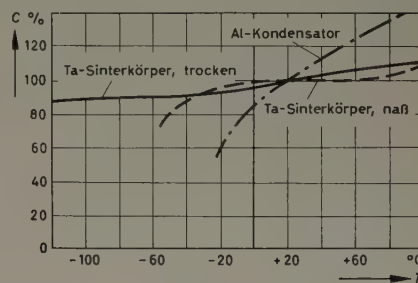


Bild 12. Temperaturabhängigkeit der Kapazität, bezogen auf 20°C , bei verschiedenen Kondensatoren

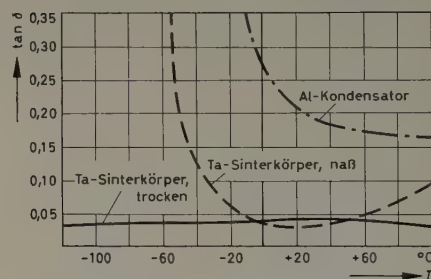


Bild 13. Temperaturabhängigkeit des Verlustfaktors bei verschiedenen Kondensatoren

Vakuumdiode nach Schottky. Eine theoretische und experimentell bestätigte Ableitung des Reststrommechanismus gibt das Schrifttum [12].

Im Bild 9 [13] ist die Temperaturabhängigkeit des Reststroms für Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyten bei verschiedenen Kapazitäten und einer Nennspannung von 35 V dargestellt.

Die Bilder 10 und 11 zeigen die Frequenzabhängigkeit der Kapazität und des Verlustfaktors für den Aluminium-Elektrolytkondensator sowie den für den Tantalkondensator mit flüssigem und festem Elektrolyten, die Bilder 12 und 13 die gleichen Größen in Abhängigkeit von der Temperatur. Die große Temperaturkonstanz der Kapazität von Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyten macht sie für Geräte, die großen Temperaturschwankungen und extrem tiefen Temperaturen ausgesetzt sind, geeignet. Die Temperaturgrenzen ihrer Verwendbarkeit liegen derzeit bei $+125^\circ\text{C}$ und -80°C für

zweckmäßig, die Kondensatoren bei erhöhter Temperatur mit einem Vorwiderstand zu betreiben, der den Kurzschlußstrom auf 200 mA begrenzt.

Die Nennspannung der Kondensatoren liegt bei etwa einem Drittel der Formierspannung und ist bei den in Europa zur Zeit hergestellten kommerziellen Typen auf 35 V beschränkt. Die Lagerfähigkeit der Kondensatoren ist praktisch unbegrenzt.

Schrifttum

- [1] Berry, R. W., u. Sloan, D. J.: Tantalum printed capacitors. Proc. IRE Bd. 47 (1959) S. 1070–1075
- [2] Young, L.: The determination of the thickness, dielectric constant and other properties of anodic oxide films on tantalum from the interference colours. Proc. roy. Soc. Bd. 244 (1958) S. 41–53
- [3] McLean, D. A., u. Power, F. S.: Tantalum solid electrolytic capacitors. Proc. IRE Bd. 44 (1956) S. 872–878
- [4] Houtz, C. C., u. Karlik, S.: Some properties of tantalum related to performance of tantalum solid electrolytic capacitors. Firmendruckschrift der Bell Telephone Labs.
- [5] Gebhard, E., u. Preisendanz, H.: Über die Löslichkeit von Sauerstoff in Tantal und die damit verbundenen Eigenschaftsänderungen. Z. Metallkunde Bd. 48 (1957) S. 560–568
- [6] Gebhard, E., u. Seghezzi, H. D.: Lösung und Oxydation im System Tantal-Sauerstoff. Z. Metallkunde Bd. 48 (1957) S. 503–508
- [7] Gebhard, E., Seghezzi, H. D., u. Dürschmabel, W.: Untersuchungen im System Tantal-Stickstoff. Z. Metallkunde Bd. 49 (1958) S. 577–583
- [8] Gebhard, E., u. Seghezzi, H. D.: Untersuchungen im System Tantal-Sauerstoff. I. Über den Mechanismus der Sauerstoffaufnahme bei hohen Temperaturen. Z. Metallkunde Bd. 50 (1959) S. 248–257
- [9] Vermilyea, D. A.: The kinetics of formation and structure of anodic oxide films on tantalum. Acta Metallurgica Bd. 1 (1953) S. 282–294
- [10] Vermilyea, D. A.: The formation of anodic oxide films on tantalum in non-aqueous solutions. Acta Metallurgica Bd. 2 (1954) S. 482–486
- [11] Vermilyea, D. A.: Ionic conductivity of anodic films at high field strength: Transient behaviour. J. electrochem. Soc. Bd. 104 (1957) S. 427–433
- [12] Lauckner, H.: Die Reststromkennlinie des Tantalhalbleiter-Kondensators bei hohen Feldstärken. Z. angew. Phys. (erscheint demnächst)
- [13] Ackmann, W.: Eigenschaften und Verhalten des Tantalkondensators mit festem Elektrolyten. Nachrichtentechn. Z. Bd. 13 (1960) Nr. 6, S. 261–265
- [14] Lauckner, H.: Untersuchungen an anodisch erzeugten Oxydfilmen auf Tantal. Z. Elektrochemie (erscheint demnächst)
- [15] Klöpping, E.: Über die anodische Oxydation des Tants. Diss. Univers. Mainz

(eingegangen am 14. März 1960)

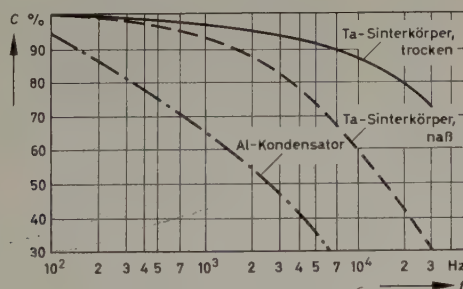


Bild 10. Kapazität verschiedener Kondensatoren, bezogen auf 50 Hz, als Funktion der Frequenz

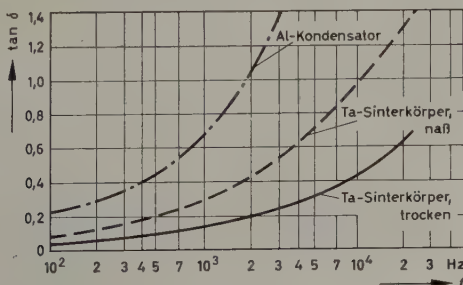


Bild 11. Verlustfaktor verschiedener Kondensatoren in Abhängigkeit von der Frequenz

In München fand vom 7. bis 11. Juni 1960 die vom VDE und von der NTG veranstaltete Internationale Tagung „Mikrowellenröhren“ statt. Bemerkenswert war die starke Beteiligung ausländischer Fachleute, die 85% der rund 140 Vorträge hielten. Der besondere Wert und Erfolg dieser Tagung dürfte in den sehr offenen, lebhaften und ausgedehnten Diskussionen liegen, zu denen nicht nur das offizielle Tagungsprogramm Gelegenheit bot; auch außerhalb der Vortragsräume und der Sitzungszeit wurden die Themen weiterbesprochen, und der Gedankenaustausch war in vielen Fällen der Anfang für eine weitere Zusammenarbeit von Fachleuten verschiedener Länder und Firmen. Das wissenschaftliche Interesse an den Problemen der Mikrowellenröhren trat gegenüber allen anderen möglichen Aspekten des Tagungsthemas stark hervor.

Die Vorträge waren in 16 fachliche Gruppen unterteilt, die in drei Parallel-sitzungen behandelt wurden¹⁾. Falls man aus der Zahl der Vorträge in jeder Gruppe die wissenschaftliche Aktivität ermessen will, so ergibt sich diese Reihenfolge:

Parametrische Verstärker	} (zusammen 16 Vorträge)
Parametrische Verstärker mit Elektronenstrahlen	
Elektronenstrahlen	
Strahlerzeugung und Strahlfokussierung	(13 Vorträge)
M-Typ Verstärker und Rückwärtswellenröhren	(12 Vorträge)
Magnetrons	} (je 10 Vorträge)
Klystrons	
Rauschen	
Technologie	
Verzögerungsleitungen	} (je 8 Vorträge)
Gasentladungen	
Wanderfeldröhren	(7 Vorträge)
Raumladungswellen	} (je 6 Vorträge)
Ionenschwingungen; Plasma	
0-Typ Rückwärtswellenröhren	} (je 4 Vorträge)
Molekularverstärker	
Röhren besonderer Bauart	(13 Vorträge)

Deutsche Vortragsbeiträge gab es vor allem in den Gruppen Technologie, Wanderfeldröhren, Magnetrons, 0-Typ Rückwärtswellenröhren.

Jede Vortragsgruppe wurde durch einen ausführlichen Übersichtsvortrag eröffnet, ein Verfahren, das sich sehr bewährte. Am ersten Tag wurden ein Festvortrag (W. Gerlach, Die Geschichte des Elektrons) und vier repräsentative Übersichtsvorträge für alle Teilnehmer gehalten. Hier sei über die meisten Vorträge der Tagung berichtet; ein vollständiges Referat zu geben, ist nicht möglich. Hierfür wird auf den von den Veranstaltern vorbereiteten Tagungsbericht verwiesen.

1. Übersichtsvorträge

Im Rahmen der Übersichtsvorträge des ersten Tages gab W. E. Willshaw (Wembley/England) einen Überblick über den heutigen Stand der Erzeugung und Verstärkung von Millimeterwellen. Unter den besprochenen verschiedenen Anordnungen zur Erzeugung von Millimeterwellen wurden besonders eingehend Systeme betrachtet, bei denen von der Kreisfrequenz der Elektronen Gebrauch gemacht wird, und solche, bei denen Elektronenstrahlen mit relativistischen Geschwindigkeiten und höhere Harmonischen ausgenutzt werden, sowie Möglichkeiten der Doppler-Schiebung, Halbleiteranordnungen, Ferrite und Gasentladungen.

Über den geplanten Linearbeschleuniger der Stanford-University, der eine Länge von 3 km erreichen soll, sprach E. L. Ginzton (Stanford/USA). Die Verbindung dieses Themas mit der Mikrowellenröhrentechnik ist durch den Einsatz von 240 Hochleistungsklystrons gegeben. Der Beschleuniger soll gut fokussierte Elektronenstrahlen hoher Dichte mit einer Mindestenergie von 10 GeV (im Endausbau 45 GeV) erzeugen und vor allem der Kernforschung dienen. Die Anlage wird aus zwei parallelen Tunneln von je 3000 m Länge, einem Strahlschalter, einer großen Endstation mit Forschungslaboratorien und zahlreichen Hilfseinrichtungen bestehen. 10 Physiker mit etwa 40 Assistenten und 500 Techniken werden die Anlage bedienen und betreuen. Von den beiden Tunneln enthält der kleinere mit einem Querschnitt von etwa 3×4 m den Beschleunigungskanal, der größere mit einem Querschnitt von 8×7 m als Klystrontunnel die Röhren und die dazugehörigen Versorgungsanlagen. Der Beschleunigungstunnel wird wegen der Strahlungsgefahr mit einer 12 m dicken Erdschicht umgeben. In der ersten Ausbaustufe, bei der Beschleunigungen von 10...20 GeV erreicht werden sollen, sind 240 Klystrons vorgesehen, von denen jedes vier Beschleunigungsstrecken von je 3 m Länge speist. Die Klystrons sind mit dem Beschleunigungstunnel durch Hohlleiter verbunden. Die Anlage arbeitet im S-Band. Die kleinste einstellbare Beschleunigung dürfte bei 1 GeV liegen. Der beschleunigte Elektronenstrahl kann im Strahlschalter auf 3, in einer späteren Ausbaustufe auf 5 Laboratorien umgeschaltet werden. Da mit der Strahlenergie alle heute bekannten künstlichen Partikeln und Antipartikeln erzeugt werden können, dürfte die Anlage nicht nur als ergiebige Quelle für solche Atomteilchen und ihre Sekundärstrahlungen Bedeutung gewinnen, sondern durch das hohe Auflösungsvermögen auch zu weiteren Erkenntnissen über das Wesen atomarer Teilchen führen.

F. W. Gundlach (Berlin) sprach über dichtegesteuerte Röhren bei endlichen Laufzeiten. Die Hochfrequenztechnik verdankt ihre rasche Ent-

wicklung zu den höheren Frequenzen im wesentlichen den dichtegesteuerten Röhren. Im Gebiet der Meter- und Dezimeterwellen ergaben sich zunächst aus technologischen Gründen Schwierigkeiten, da vor allem die Elektrodenabstände in den Röhren wesentlich herabgesetzt werden mußten. Auch heute noch ist die obere Frequenzgrenze der dichtegesteuerten Röhren durch die Beherrschung der Werkstoffe bestimmt. Der Redner gab zunächst einen Überblick über bestehende Theorien der eindimensionalen Elektronenströmung in der (ebenen) Diode. Das Verhalten der dichtegesteuerten Dioden bei Gleichspannung ist durch Arbeiten von Epstein seit langem bekannt, und zur Berechnung der statischen Kennlinien liegen Tabellen vor. Bei Anlegen einer kleinen Wechselspannung von solcher Frequenz, daß Laufzeiteffekte wirksam werden, kann die Lösung nach Paucsch in Form zweier gekoppelter Integralgleichungen angegeben werden, deren numerische Auswertung jedoch sehr zeitraubend ist. Ein interessantes Berechnungsverfahren ergibt sich aus der hydrodynamischen Betrachtungsweise nach Hahn; hier deckt sich die numerische Auswertung auch gut mit den experimentellen Ergebnissen. Ähnliche Näherungsrechnungen können zur Erfassung des Diodenrauschens angewandt werden. Weiter berichtete Gundlach über die Technologie der Diode und Triode, vor allem über Katoden, Vakuumhülle und Lötfverfahren. Bei den Trioden treten Schwierigkeiten beim Einbau des Steuergitters auf. Insbesondere ist der Anordnung der Gitterdrähte (Paralleldrahtgitter, Maschengitter, Kreuzspanngitter) Aufmerksamkeit zu schenken.

Auch bei der Triode sind Theorien entwickelt worden, nach denen das Hochfrequenzverhalten im Laufzeitgebiet vorausgesagt werden soll. Elektronische Leitwerte und komplexe Steilheiten wurden berechnet und gemessen. Danach geben die verschiedenen Theorien oftmals nur die Tendenz wieder, die numerische Übereinstimmung ist noch unbefriedigend. Bezüglich der Weiterentwicklung ist heute noch keine obere Frequenzgrenze für die dichtegesteuerten Röhren abzusehen, zumal alle bisherigen Voraussagen durch Erfolge auf technologischem Gebiet widerlegt wurden.

Über Verzögerungsleitungen für Elektronenröhren berichtete P. Guénard (Corbeville/Frankreich). Unter den homogenen Leitungen spielt die Helix, die als erster Kompfner in seinem Wanderfeldröhrenverstärker verwendete, wohl die wichtigste Rolle. Mit Interdigitalleitungen wurden die ersten Rückwärtswellenröhren gebaut. Um eine hinreichende Wechselwirkung zwischen Welle und Elektronenstrahl zu erreichen, hat man bei homogenen Leitungen zwei Möglichkeiten: Entweder man akzeptiert die schnelle Welle und gibt dem Strahl eine periodische Bewegungskomponente, oder man verlangsamt die Welle durch Einführen eines Dielektrikums oder eines Ferrites unter Aussparung eines Kanals für den Elektronenstrahl. Bei Verwendung periodischer Strukturen für Verzögerungsleitungen gibt es eine Anzahl von Frequenzbändern, innerhalb derer sich elektromagnetische Energie in der Leitung fortpflanzen kann. Zur praktischen Verwertung ist die Kenntnis der Dispersion, das heißt des Verhältnisses der Phasenlaufzeit zur Gruppenlaufzeit der Welle, bedeutsam. Guénard ging nach solchen grundsätzlichen Betrachtungen auf die Anforderungen ein, die an Verzögerungsleitungen zu stellen sind. Zu den mechanischen Eigenschaften sind die Möglichkeiten zur genauen Herstellung hinzuzurechnen, ebenso sind die Erfordernisse der Vakuumtechnik zu berücksichtigen. Thermisch muß das Material allen Beanspruchungen während der Herstellung und im Betrieb der Röhre (Verlustenergie) standhalten. Elektrisch ist innerhalb des Betriebsfrequenzbandes die für die zulässige Strahlspannung geeignete Phasenlaufzeit und Dispersion zu fordern. Außerdem ist die in den Kreiselementen gespeicherte Energie, das heißt die Kopplungsimpedanz, von Bedeutung. Besondere Aufmerksamkeit ist der „Wellentypenreinheit“ (mode purity) zu schenken. Im Zusammenhang damit stehen Probleme der reflexionsfreien An- und Auskopplung. Um die Ausgangsleistung zu erhöhen, hat man mehrere Verzögerungsleitungen parallelgeschaltet. Dieses Verfahren führt bezüglich der Wellentypenreinheit zu neuen Schwierigkeiten. Störungen bei periodischen Leitungen infolge Unregelmäßigkeiten in der Geometrie, die im allgemeinen unerwünscht sind, können zum Teil nach den Methoden der Kabelnachrichtentechnik lokalisiert werden. In besonderen Fällen jedoch, zum Beispiel bei Linearbeschleunigern, kann man auf Grund einer bewußten Verstimmung der einzelnen Resonanzkreise der Verzögerungsleitung die sonst exponentiell abfallenden Felder über die ganze Länge der Anlage konstanthalten. Als das schwierigste technologische Problem ist das Aufbringen von Dämpfungsschichten anzusehen. Bei Röhren niedriger Leistung mit Helix-Leitungen werden heute im allgemeinen dünne, bei höheren Leistungen dickere Widerstandsschichten verwendet. Durch zusätzliches Anbringen von Auskopplungsöffnungen kann die zu verrichtende Leistung nach außen abgeführt und in einem Hochleistungsabschwächer verbraucht werden. Röhren höherer Leistung konnten auf diese Weise gebaut werden.

2. Parametrische Verstärker

H. Heffner (Stanford/USA) gab in seinem zusammenfassenden Vortrag einen Überblick über den Stand der Entwicklung parametrischer Verstärker. Es hat sich gezeigt, daß mit Verstärkern auf Halbleiterbasis ausgedehntes rauscharme Verstärkung von Mikrowellen möglich ist, wenn man die Dioden auf niedrige Temperaturen bringt. Während für ungekühlte Verstärker Rauschtemperaturen von 60...100° K typisch sind, zeigte ein bei der Temperatur des flüssigen Heliums betriebener Verstärker für 6000 MHz eine Rauschtemperatur von nur 20° K und tritt hier in starke Konkurrenz zu den Festkörper-Masern. Parametrische Verstärker unter Benutzung von Plasmawellen in Elektronenstrahlen zeigen dagegen ein viel höheres Rauschen und benötigen gleichzeitig größere Pump-

¹⁾ Daher sind an diesem Referat mehrere Mitarbeiter des Referenten wesentlich beteiligt.



Für besseres Messen und Prüfen

Nach diesem Grundsatz werden die vielfältigen DWM-Prüfanlagen den internationalen Erkenntnissen entsprechend ständig weiterentwickelt. Verbesserte Konstruktion – verfeinerte Meßprüfleistung – höchste Präzision, das sind die neuen Vorzüge der DWM-Prüfanlagen, die der Forschung und Fertigung dienen.

Unser Lieferprogramm: Tiefkühltruhen, Prüfschränke, Höhenkammern, Materialprüfanlagen, Großraumprüfanlagen, Anlagen für Staub-, Vibrations- und Explosionsprüfungen. Projektierung nach speziellen Erfordernissen.



25/8/60

Die Abbildung zeigt die neue DWM-Hochleistungsprüfanlage „Automatic 61“ zur künstlichen Erzeugung atmosphärischer Bedingungen. Vakuum von Atmosphäre bis zu einem Unterdruck von 0,256 Torr, entsprechend einer Höhe von 61 000 m. Temperaturbereich von $+170^{\circ}\text{C}$ bis -70°C .

Fordern Sie kostenlos Spezial-Informationen oder unverbindliche Fachberatung durch unsere Projektingenieure.

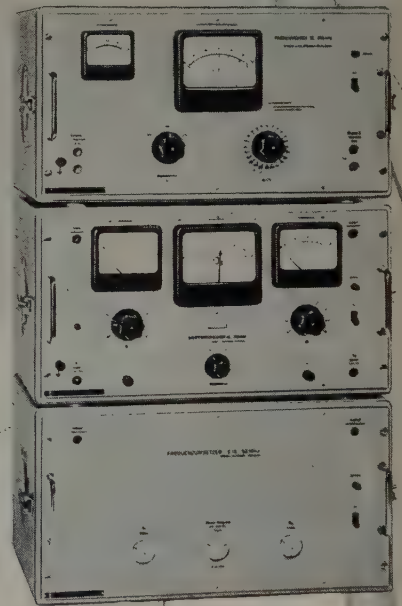


Abt. Kälteanlagen
Deutsche Waggon- und
Maschinenfabriken GmbH
Berlin-Borsigwalde
☎ 49 00 15
☎ Dewuma Berlin

messgeräte der nachrichtentechnik

Breitbandige Systeme werden in erster Linie nach ihrem Dämpfungs- und Phasenverhalten beurteilt. Unser Meßplatz PD-74 ermöglicht die schnelle und genaue Ermittlung dieser Kenngrößen.

FORDERN SIE UNVERBINDLICH DIE ZUSENDUNG VON PROSPEKTUNTERLAGEN



PHASEN- U. DÄMPFUNGSMESSPLATZ PD-74

Mit dem Phasenmesser PH-174 können durch die Unterteilung des Gesamtbereichs von 0 bis 360° in max. 24 Teilbereiche noch $0,5^{\circ}$ Phasendifferenz abgelesen werden. Er benötigt Eingangsspannungen zwischen 0,1 und 1 V im Frequenzbereich 10 bis 100 kHz. Durch Vorschalten des Dämpfungsmessers DM-274 wird die Empfindlichkeit auf 0,3 mV erhöht und zugleich die Eingangsspannung der beiden Kanäle gemessen, wobei die Differenz durch einen Quotientenmesser mit ± 1 db oder ± 5 db Vollausschlag angezeigt wird.

Der Frequenzumsetzer FU-374 erweitert den Anwendungsbereich des Meßplatzes bis 50 MHz, vergrößert die Eingangsempfindlichkeit um weitere 20 db und erlaubt die Verwendung hochohmiger Tastköpfe.



WANDEL u. GOLTERMANN
REUTLINGEN · WÜRTT.

leistungen (etwa 100 mW). Rauscharme Verstärker auf Elektronenstrahlbasis können zur Zeit nur unter Ausnutzung von Zyklotronwellen im Strahl gebaut werden, wobei die Strahl-Rauschkomponente auf der Signalfrequenz durch den Eingangskoppler herausgefiltert und dafür das Signal eingekoppelt wird. Das Interesse an parametrischen Verstärkern auf der Grundlage ferromagnetischer Phänomene stieg in der letzten Zeit wieder an, da es möglich war, die erforderliche Pumpleistung durch Verwendung der sogenannten „magnetostatischen“ Moden von einigen Kilowatt auf nur 400 mW herabzusetzen.

M. Uenohara (Murray Hill/USA) berichtete über seine Untersuchungen hinsichtlich des Rauschverhaltens von parametrischen Verstärkern und wies darauf hin, daß für Verstärker mit Germanium- und Galliumarseniddioden die Rauschtemperatur mindestens bis zur Temperatur des flüssigen Stickstoffs herunter proportional der Diodentemperatur ist. Für Siliziumdioden gilt dieses Ergebnis wegen des starken Einflusses von Streuprozessen an den Verunreinigungen des Materials nicht. Veröffentlichte Rauschtemperaturen von Silizium und Galliumarsenid sind 44°K oder 20°K bei Kühlung des Materials auf -200°C . Diese Messungen wurden bei 6000 MHz gemacht. Es kann erwartet werden, daß sich die Rauschtemperatur von parametrischen Verstärkern mit Galliumarseniddioden durch weitere Abkühlung — zum Beispiel bis auf die Temperatur des flüssigen Heliums — noch erheblich verbessern läßt. Ein experimenteller Verstärker für 6000 MHz mit einer solchen Diode, gekühlt auf -200°C , ergab bei einer Verstärkung von 16 dB eine Rauschzahl von nur 1 dB.

Über parametrische Verstärker, deren Einzelkreise für Signal, Pumpe und Idler im wesentlichen über die Diodenkapazität gekoppelt und einzeln abstimmbar sind, berichteten G. S. Aitchinson und E. L. Neufeld (Salfords/England) und H. Seidel (Murray Hill/USA). Aitchinson sprach über einen „up-converter“ für die Signalfrequenz 400 MHz mit einer Pumpfrequenz von 3000 MHz, der bei Bandbreiten von 3...4 MHz eine Rauschzahl zwischen 2 und 3 dB aufwies. Er zeigte, daß die Rauschzahl des Verstärkers von der Pumpleistung abhängt und bei einer Pumpleistung von 1...10 mW minimal ist. Seidel berichtete über die Entwicklung eines Verstärkers für die Signalfrequenz 860 MHz. Dieser Verstärker arbeitet mit der Idlerfrequenz des unteren Seitenbandes, wird mit 11,7 GHz gepumpt und liefert eine Verstärkung von 23 dB bei 22 MHz Bandbreite. Seine Rauschzahl ist 1,8 dB. Besonders beachtlich an diesem Verstärker ist die für diesen Typ ungewöhnlich hohe Stabilität von besser als 0,3 dB/15 min. Erreicht wurde sie durch eine hoch isolierende Einwegleitung für den Signaleingang und unter Verwendung eines Begrenzers, der die Schwankungen der Pumpe ohne Auswirkung auf den Pumpvorgang bleiben ließ.

Über Reaktanzdioden und die an sie zu stellenden Anforderungen bei Anwendungen in Mikrowellenverstärkern berichteten im folgenden P. Bobisch und C. Sondhauss (Ulm) sowie T. Hashimoto, S. Hamada und Y. Ishii (Tokio/Japan), wobei sich die beiden Arbeiten auch mit der Entwicklung eines Wanderwellenverstärkers beschäftigten. Sondhauss nannte als Anforderungen an Reaktanzdioden: niedrige Bauhöhe der Halterung, minimale Zuleitungsinduktivität der Halbleiteranschlüsse und niedrige Verluste sowohl in der Halterung als auch im Halbleitermaterial. Die Erfüllung dieser Forderungen ermöglichte erst eine breitbandige Kompensation der in den Schaltungen auftretenden Blindwiderstände. Bild 1 zeigt eine Schnittzeichnung der nach diesen Gesichtspunkten konstruierten Diode, die auch in dem anschließend beschriebenen experimentellen Wanderwellenverstärker eingesetzt wurde. Dieser Verstärker lieferte bei Benutzung zweier Dioden eine Verstärkung von im Mittel 13 dB bei einer Bandbreite von etwa 100 MHz. Er war für die Signalfrequenz 2850 MHz ausgelegt (Pumpfrequenz 5880 MHz). In einem Frequenzvervielfacher ergaben die Dioden, angesteuert mit einer Frequenz von 857 MHz, auf der 7. Harmonischen (6000 MHz) eine Ausbeute von $N_e/N_a = 13$ dB. Hashimoto berichtete über die Entwicklung eines Wanderwellenverstärkers für das 6000-MHz-Gebiet. Als variable Reaktanzen benutzte er vier Diodenpaare im Gegentak, die zwischen dem geteilten Innenleiter einer modifizierten Koaxialleitung angebracht wurden. Die Koaxialleitung konnte durch Einbau von dielektrischen und leitenden Abstimmeelementen so abgestimmt werden, daß die Beziehung für die Phasengeschwindigkeiten der Wellen von Signal, Pumpe und Idler — $\beta_p = \beta_i + \beta_g$ — erfüllt war. Mit diesem Verstärker wurden 10 dB Verstärkung bei etwa 220 MHz Bandbreite erreicht. Die Pumpfrequenz

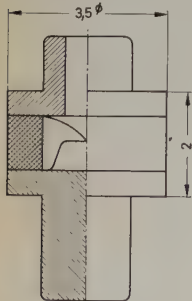


Bild 1. Schnittzeichnung durch eine Reaktanzdiode nach Sondhauss (Telefunken)

war 12000 MHz. Die in diesem Verstärker benutzten Dioden wurden ebenfalls speziell entwickelt, um die Schaltreaktanzen und den Zuleitungs-widerstand kleinzuhalten. Sie wurden durch Einlagieren von Silber in das Halbleitermaterial hergestellt, wobei die Silberpille einen Durchmesser von nur 0,05 mm hatte.

M. R. Currie, K. P. Grabowski und R. D. Weglein (Culver City/USA) berichteten (vorgetragen von Currie) über einen parametrischen Verstärker, der etwa eine Mittelstellung zwischen den Resonator- und Wanderwellenverstärkern einnimmt. Dieser Verstärker bestand aus einer Kette magnetisch gekoppelter Resonatoren, von denen jeder eine getrennt abstimmbare Halbleiterdiode enthielt. Der Vorteil einer derartigen Anordnung besteht vor allem darin, daß sie eine hohe Verstärkung je Hohlraum ergibt, ohne daß Störungen auftreten, die durch die Entstehung höherer Harmonischen bedingt sind. Die Kette der gekoppelten Resonatoren bildet ein Filter, dessen Bandbreite so bemessen ist, daß sowohl die Signalfrequenz als auch die Idlerfrequenz innerhalb des Durchlaßbereiches liegen. Für einen Vierkreisverstärker auf der Signalfrequenz 3000 MHz

ergab sich eine Verstärkung von etwa 13 dB bei einer Bandbreite von über 300 MHz. Ein entsprechender Sechskreisverstärker lieferte bei derselben Signalfrequenz eine Verstärkung von über 20 dB bei einer Bandbreite von 200 MHz. Die Pumpleistung war in beiden Fällen 100 mW bei 6000 MHz.

3. Parametrische Verstärker mit Elektronenstrahlen

Im Laufe dieses Teils der Vorträge wurden sowohl theoretische als auch praktische Ergebnisse mitgeteilt, die sich auf Zyklotronwellen im Elektronenstrahl, ihre Anregung und ihre Ausnutzung zur parametrischen Verstärkung bezogen.

Über die Ausbildung von Zyklotronwellen in dicken Elektronenstrahlen und ihre Theorie sprach V. Beve (und T. E. Everhart, Berkeley/USA). Durch Erweiterung der Hahnischen Theorie für kleine Signale auf höhere Harmonischen erhielt er die Bewegungsgleichung eines Elektrons im Strahl, dessen Raumladung konstant angenommen und das von einem statischen Magnetfeld in Strahlrichtung fokussiert wird. Es zeigte sich, daß das Elektron sich nicht nur auf der bekannten schraubenförmigen Bahn bewegt, sondern daß dieser Bewegung eine Rotation überlagert ist, die der endgültigen Bahn die Form einer Doppelwende gibt. Die Bewegungsgleichung wurde mit Bezug auf die Feldtheorie eines Wellenfeldes diskutiert, wie es zum Beispiel in der Adler-Röhre vorhanden ist.

Mit dem Problem der Kopplung zwischen einer elektromagnetischen Welle und der schnellen Zyklotronwelle im Elektronenstrahl beschäftigten sich Hart, Carroll und Beam. P. A. H. Hart (Eindhoven/Niederlande) faßte zunächst die Anforderungen zusammen, die überhaupt erst die rauscharme Verstärkung eines Signals ermöglichen. Es sind: Herausfiltern des Rauschens aus der schnellen Zyklotron-Raumladungswelle an derjenigen Stelle des Spektrums, an der sich das Signal befindet, Einkoppeln des Signals derart, daß nur die schnelle Raumladungswelle angeregt wird, Auskoppeln des verstärkten Signals ebenfalls nur aus der schnellen Raumladungswelle. Diese Anforderungen werden gut von einem Koppler in Form einer gewendelten Verzögerungsleitung erfüllt. Durch Wahl der Phasengeschwindigkeit des Signals im Koppler und dessen Länge sowie seines Kopplungsgrades läßt sich die gewünschte Kopplungsart einstellen und die Richtung des Energieflusses bestimmen. Gleichzeitig ermöglicht ein derartiger Koppler, bei Ausnutzung des Dopplereffektes Zyklotronwellen mit kleinerer Frequenz als der des Signals zu verwenden. Die dadurch erreichte Freiheit in der Wahl des fokussierenden Magnetfeldes ist ein Vorteil, der bei hohen Signalfrequenzen besonders ins Gewicht fällt. J. E. Carroll (Cambridge/England) zeigte, daß es bei geeigneter Dimensionierung des Cuccia-Kopplers gelingt, die HF-Leistung im Elektronenstrahl um 25 dB zu reduzieren, daß es jedoch Schwierigkeiten macht, den Koppler exakt anzupassen. Des weiteren berichtete er über Versuche, einen parametrischen Verstärker mit einer Pumpe zu betreiben, deren Frequenz niedriger als die Signalfrequenz liegt, entsprechend einer instabilen Lösung der Matthiesschen Differentialgleichung für $\omega_p = \frac{2}{3}\omega_0$. An einem experimentellen Verstärker konnte er einen Leistungsgewinn von 14 dB bei Signalfrequenzen zwischen 200 und 400 MHz feststellen. W. R. Beam (Troy/USA) wies ebenso wie Hart auf die Vorteile des Wendekopplers hin. Mit diesem Koppler lassen sich Verstärker bauen, die weder erfordern, daß Signal- und Zyklotronfrequenz annähernd gleich sind, noch daß der Verstärker im degenerierten Betrieb ($\omega_p = 2\omega_0$) arbeitet. Darüber hinaus sind sie konventionell konstruiert und haben eine größere Bandbreite als andere Koppler. Experimente an Kopplern des Wendetyps zeigten einen völlig unerwarteten Verlauf der Kopplung in Abhängigkeit von der Kopplerposition längs des Strahls, der mit den bekannten Theorien nicht erklärt werden konnte.

Eine ganz andere Art von Kopplern wurde von J. W. Klüver (Murray Hill/USA) untersucht. Der Elektronenstrahl wird hier zwischen zwei parallelen Platten fokussiert, die gleichzeitig die Signalwelle fortleiten. Senkrecht dazu steht, nach dem Prinzip des Magnetrons, ein magnetisches Gleichfeld. Bei Synchronismus zwischen Signalwelle und schneller Zyklotronwelle im Strahl wird die als Kompfer-Effekt bekannte Kopplung beobachtet, wobei der Energieinhalt der Signalwelle etwa um 40 dB verringert werden konnte. Wird die Zyklotronfrequenz größer gemacht als die Signalfrequenz, dann läßt sich eine Kopplung zwischen dem Signal und der Rückwärts-Raumladungswelle einstellen. In diesem Falle wächst die Absorption des Signals mit der Stromdichte des Strahls.

A. Ashkin (Murray Hill/USA) berichtete in seinem Vortrag über eine Mikrowellenversion der bekannten Adler-Röhre. Eingangs- und Ausgangskoppler werden aus kapazitiv belasteten zylindrischen Resonatoren gebildet, die in einer modifizierten H_{111} -Resonanz schwingen. Der Pumpresonator erinnert stark an eine Magnetronstruktur mit vier einzelnen Resonatoren, deren Schwingung gegen die der Nachbarresonatoren jeweils um 180° phasenverschoben ist. Der Verstärker arbeitet auf der Signalfrequenz 4175 MHz und benötigt ein longitudinales Magnetfeld von 1490 Oe. Bei 65 μA Strahlstrom und einer Beschleunigungsspannung von nur 11 V wurde eine Verstärkung von 16 dB bei einer Bandbreite von 50 MHz beobachtet. Die Rauschzahl des Verstärkers war dabei 2,2 dB. Bei höheren Eingangsleistungen (N_e etwa 5...10 mW) arbeitet die gleiche Anordnung als Frequenzverdoppler. Das Experiment ergab hier für eine Eingangsleistung von 6 mW bei 4165 MHz eine Ausgangsleistung von 2 mW bei 8330 MHz, entsprechend einem Wirkungsgrad von 33%. Der Strahlstrom war dabei auf 40 μA eingestellt, die Spannung war 6 V. Ashkin wies darauf hin, daß bei Erweiterung des Pumpresonators auf eine Struktur mit acht Einzelresonatoren auch noch die vierte Harmonische des Signals mit gutem Wirkungsgrad erzeugt werden könne, ohne daß das statische Magnetfeld dafür erhöht werden muß.

4. Molekularverstärker (Maser)

Den Übersichtsvortrag über das Gebiet der Mikrowellenverstärker, bei denen die phasenrichtige Emission von Photonen zur Verstärkung des Signals ausgenutzt wird, hielt H. Friedburg (Karlsruhe). Nach einer zu Beginn gegebenen grundsätzlichen Betrachtung der Vorgänge von Ab-

TRÄGERFREQUENZSYSTEM

FGF-V120

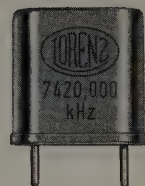
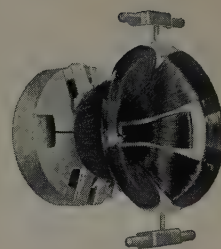


Das
Vierdrahtsystem
zur
Übertragung
von
120 Gesprächen
je
Kabeladerpaar
im
Weitverkehr.
Übertragungs-
bereich
12 bis 552 kHz

Berndt Nbg.



FELTEN & GUILLEAUME
FERNMELDEANLAGEN GMBH
NÜRNBERG



LORENZ

Empfängerröhren
Spezialröhren
Bildröhren und Ablenkmittel
Quarze
Lautsprecher
Tuner- und Phonoantriebe



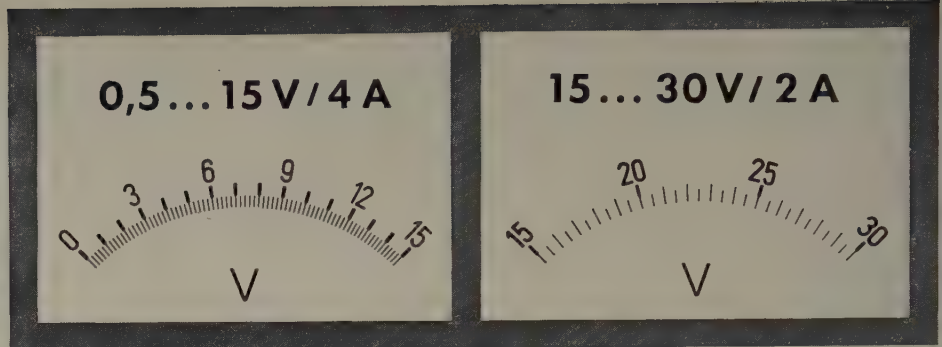
SEL

Standard Elektrik Lorenz AG
Stuttgart

Besuchen Sie uns bitte auf der Deutschen Industrie-Ausstellung
Berlin 1960 · Halle I/West, Stand 15

Konstanter

Volltransistorisierte Niederspannungs-
Netzgeräte für Gleichspannung:
Mit geringem Innenwiderstand
guten Regeleigenschaften
hoher Konstanz.



Kenndaten:

KONSTANTER 15 Volt / 4 Ampere

U: 0,5 ... 15 V; I: max. 4 A;
Ri: 0,015 Ohm
Restwelligkeit: 0,2‰;
Regelverhältnis: 30 : 1
Temperaturfehler: 0,3‰/°C
Netzanschluß: 220 V, 40 ... 60 Hz
Stahlblechgehäuse

KONSTANTER 30 Volt / 2 Ampere

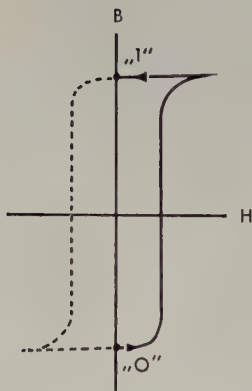
U: 15 ... 30 V; I: max. 2 A;
Ri: 0,03 Ohm; Restwelligkeit: 0,1‰
Regelverhältnis: 30 : 1
Temperaturfehler: 0,3‰/°C
Netzanschluß: 220 V, 40 ... 60 Hz
Stahlblechgehäuse

P. GOSSEN & CO GMBH ERLANGEN

WEICHMAGNETISCHE WERKSTOFFE

VAC
VACUUMSCHMELZE

ZWERG-KERNE mit extrem dünnen
Bändern für Speicher-, Steuer- und Schalt-
aufgaben in Bandstärken von 0,003-0,050 mm
ULTRAPERM® Z PERMENORM 5000 Z®



- Kleine Schaltzeit
- Hohe Induktion
- Kleine Koerzitivkraft
- Große thermische Stabilität



® Eingetragenes Warenzeichen

sorption und Emission elektrischer Schwingungsenergie durch Systeme atomarer oder molekularer Struktur mit scharf definierten Energietermen ging er insbesondere auf den Absorptions- und Emissionsmechanismus des sogenannten „three-level“-Festkörper-Masers ein. Baut man zum Beispiel in ein unmagnetisches Kristallgitter paramagnetische Ionen derart ein, daß ihre Energieterme nicht verändert werden und daß der Wärmeübergang zwischen Gitter und den Ionen klein ist, dann läßt sich erreichen, daß angeregte Ionen eine meßbare Zeit benötigen, um in den durch die Temperatur des Gitters bestimmten thermischen Gleichgewichtszustand zurückzukehren. Eine Verstärkung nach dem Prinzip des Masers ist dann möglich, wenn man durch Einstrahlung elektromagnetischer Energie erreicht, daß ein höherer Energieterm E_1 eine größere Besetzungszahl aufweist als ein niedrigerer Term E_2 . Dabei entspricht der Energieunterschied beider Terme der Energie eines Photons mit der Signalfrequenz ν . Die Zufuhr der Pumpenergie $h\nu_p$ bewirkt, daß aus einem dritten, noch tiefer gelegenen Energieterm E_3 , der im thermischen Gleichgewicht eine sehr hohe Besetzungszahl hat, Übergänge in den Term E_1 induziert werden, der dadurch eine höhere Besetzungszahl als der Term E_2 erhält. Dieser Pumpvorgang zeigt bei genügend starker Einstrahlung einen Sättigungseffekt, der dann erreicht ist, wenn die Besetzungszahlen in den Termen E_1 und E_2 einander gleich sind. Für die Verstärkung des Masers bedeutet diese Sättigung, daß sie nicht von Phasen- und Amplitudenschwankungen der Pumpe abhängt. Hierin liegt der prinzipielle Unterschied des Festkörper-Masers zum parametrischen Verstärker überhaupt. Gleichzeitig läßt sich daraus ableiten, daß die mit einem Festkörper-Maser erreichbare Rauschtemperatur nur von der Quantisierung der elektromagnetischen Energie bestimmt wird.

In den beiden folgenden Vorträgen von H. E. D. Scovil und R. W. De Grasse (Murray Hill/USA) sowie von J. C. Walling (Salfords/England) wurden sowohl theoretische Erkenntnisse als auch praktische Ergebnisse von Entwicklungen an Wanderwellen-Masern mitgeteilt. Sie haben besonders in bezug auf ihre praktische Anwendung einige Vorteile gegenüber den Resonator-Masern, die durch ihre Breitbandigkeit, Stabilität, großen Dynamikbereich und die Möglichkeit der elektronischen Abstimmung gegeben sind. Bild 2 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Wanderwellen-Masers, wie er fast übereinstimmend von beiden Autoren verwendet wurde. Die Pump- und die Signalwelle werden hier mit gleicher Phase

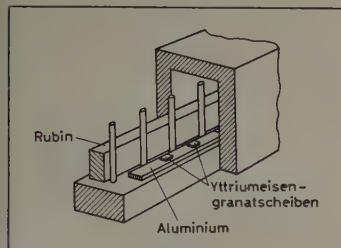


Bild 2. Aufbau eines Wanderwellen-Masers nach Scovil

geschwindigkeit durch einen Rechteckhohlleiter geführt, der zur Verzögerung der Signalwelle eine kammartige Einbaustruktur hat. Die Wechselwirkung zwischen Signal- und Pumpwelle findet im quer zur Fortpflanzungsrichtung magnetisierten Rubin-Einkristall statt. Die für einen Verstärker notwendige Nichtreziprozität der Schaltung wird durch den Einbau von Yttriumeisengranatscheiben bewirkt, die als Resonanzeinwegleiter arbeiten. Versuche, die Granatscheiben durch höher dotierten Rubin zu ersetzen, waren zwar erfolgreich, zeigten aber nicht die mit Granaten erreichbare Isolation. Typische Ergebnisse an experimentellen Masern im Frequenzgebiet von 1,4...6 GHz zeigten Leistungsgewinne zwischen 20 und 36 dB mit 70...100 dB Dynamikbereich. Die erreichte Bandbreite war zwischen 2 und 6% bei Rauschtemperaturen von 10...20° K. Die Maser wurden bei der Temperatur des flüssigen Heliums betrieben.

R. H. Kingston (Lexington/USA) teilte in einem Übersichtsvortrag („Solid state microwave devices“) die Anwendungen der Festkörperphysik in der Mikrowellentechnik in zwei Hauptgebiete, nämlich 1. Ausnutzung von Leitungsmechanismen in Halbleitern und 2. Ausnutzung der Wechselwirkung von elektromagnetischen Feldern mit magnetischen Phänomenen in Nichtleitern. Das Fehlen geeigneter Materialien verhindert zur Zeit noch die Ausnutzung dielektrischer Wechselwirkung zwischen Nichtleitern und elektromagnetischen Feldern (Ferroelektrika). Die Anwendung magnetischer Phänomene führte zur Konstruktion der bekannten Leitungselemente mit reziprokem und nichtreziprokem Verhalten. Eine neuere Entwicklung ist der Festkörper-Maser, bei dem paramagnetische Resonanzeffekte bei tiefen Temperaturen ausgenutzt werden. Verstärker, die auf der ferrimagnetischen Resonanz basieren, sind ebenfalls gebaut worden, erfordern jedoch – soweit sie auf dem Prinzip der Reaktanzvariation beruhen – eine so hohe Pumpleistung, daß eine wirtschaftliche Anwendung augenblicklich noch nicht möglich scheint. Die Ausnutzung von Leitungsmechanismen in Halbleitern ermöglicht ebenfalls eine erfolgreiche Verstärkung von Mikrowellen, wie die parametrischen Verstärker mit in Sperrichtung vorgespannten Dioden zeigen. Darüber hinaus bietet die Esaki-Diode, eine besonders hoch dotierte Halbleiterdiode (Tunneldiode), die Möglichkeit der Verstärkung nach dem Dynatron-Prinzip. In beiden Fällen ist die obere Frequenzgrenze bislang durch die hohen Schaltkapazitäten derartiger Dioden gegeben. Halbleitermaterialien werden weiterhin für Schalteranwendungen und zur Frequenzvervielfachung benutzt. Im ersten Falle wird die Leitfähigkeit des Materials durch willkürliche Ionisation von Donatoren verändert, im zweiten Falle erzeugt man höhere Harmonische durch Zyklotronresonanz der Leitungselemente.

5. Strahlerzeugung und Strahlfokussierung

In einem Übersichtsvortrag behandelte J. Picquendar (Paris) die Rolle der Elektronenoptik beim Bau von Mikrowellenröhren. Von den Anfängen beim Bau von Katodenstrahlröhren und Elektronenmikroskopen hat sich



TELEFUNKEN

Germanium-Dioden

- OA 150** Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 154 Q** Diodenquartett für Ringmodulatoren und Gleichrichter in Graetz-Schaltung
- OA 159** Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Regelspannungserzeuger in Fernsehgeräten
- OA 160** Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Demodulator in Fernsehgeräten
- OA 161** Spezialdiode für hohe Sperrspannung mit großem Sperrwiderstand
- OA 172** Diodenpaar mit kleiner dynamischer Kapazität für Diskriminator- und Radiodetektorschaltungen
- OA 174** Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 180** Golddrahtdiode mit besonders kleinem Durchlaßwiderstand, Schottkdiode
- OA 182** Golddrahtdiode mit kleinem Durchlaß- und großem Sperrwiderstand
- OA 182 B** Dioden-Quartett in Brückenschaltung für Meßgleichrichter
- OA 186** Diode für Einsatz in elektronischen Rechenmaschinen
- AAZ 10** Germanium-Spitzendiode in Kleinstausführung für die Verwendung in Rechenmaschinen
- AAZ 14** Dioden-Quartett im Gießharzgehäuse für die Verwendung als Ringmodulator mit guter Trägerunterdrückung (> 6 N)

Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften über unsere Erzeugnisse mit genauen technischen Daten.

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU



Tachodynamos

Gleichstrom-Tachodynamos
für Regelzwecke und
Programmsteuerungen



SEL

STANDARD ELEKTRIK LORENZ AG
Stuttgart
Lorenz Werk Landshut/Bayern



Photoelektrische Schaltgeräte

Lichtschranken

komplett mit Ultra-Relais in vielen
Ausführungen ab **DM 135.—**

Mikro-Lichtschranken

mit Lichtspalt 2 - 5 mm, Gewicht 5 g, zum
Einbau in Zeigerinstrumente, Waagen usw.
DM 37.—

Ultra-Relais

als Schaltgerät für Lichtschranken **DM 75.—**

Photowiderstände und Elemente

aus Cd S, Cd Se und Silizium für verschiedene
Spektralbereiche für hohe Anforderungen,
auch als Mikrozelle ab **DM 6.—**

Verlangen Sie die Sammeliste 15/ER

Spezialfabrik lichtelektrischer Zellen und Apparate



DR. BRUNOLANGE

Berlin-Zehlendorf · Hermannstraße 14-18

die Elektronenoptik heute durch die Erfordernisse spezieller Mikrowellenröhren wesentlich weiterentwickelt. Durch Analogmethoden, wie Gummimembran, Widerstandsnetzwerk und elektrolytischen Trog, konnte zunächst die Laplace-Gleichung zur Beschreibung des elektrischen Potentials, dann auch die Poissonsche Gleichung zur Berücksichtigung der Raumladung bei komplizierten Randbedingungen gelöst werden. Die Weiterentwicklung solcher Methoden erlaubte die Lösung der Probleme, wie sie bei modernen Röhren auftreten: hohe Konvergenz, hohe Perveanz und Korrektur der Aberration. Weitere Hilfsmittel, wie demontierbare oder bewegbare Elektroden in Röhren und die Messung von Größe und Richtung des magnetischen Feldvektors, erlaubten weitere Fortschritte.

Über die Fokussierung und die Stabilität zylindrischer Hohlstrahlen in periodischen Magnetfeldern bei Abwesenheit von elektrischen Feldern berichteten E. A. Ash und L. Solymar (Harlow/England). Außer der bereits bekannten Methode, zylindrische Hohlstrahlen mittels eines periodischen magnetischen Feldes und eines zusätzlichen radialen elektrischen Feldes zu fokussieren, können nun auch Strahlen hoher Dichte ohne Innenleiter geführt werden. Die Kyhl-Webster-Instabilitäten wachsen in einem periodischen Feld wesentlich langsamer an als in einem gleichförmigen Feld, was durch Fotografien auch experimentell bewiesen wurde.

Mit einer Elektronenkanone für einen Hohlstrahl beschäftigten sich D. A. Dunn und R. E. Holaday (Stanford/USA). Wenn man Elektronen entlang den magnetischen Linien eines sich räumlich verändernden axial-symmetrischen Feldes, das in Richtung der Elektronenbewegung zunimmt, einschließt, ergeben sich spiralförmige Elektronenbahnen um die magnetischen Linien. Bei einem zu starken Feldanstieg jedoch können die Elektronen wieder auf die Katode zurückgeworfen werden. Mit einer zusätzlichen sinusförmigen Variation des Feldes konnten experimentelle Flächenkonvergenzen im Strahl von 15:1 erreicht werden.

Auf die Effekte, die durch transversale Geschwindigkeitskomponenten in magnetisch fokussierten zylindrischen Elektronenstrahlen entstehen, gingen J. L. Palmer und Ch. Süsskind (Berkeley/USA) ein. Das Verhalten solcher Strahlen unter dem Gesichtspunkt der Laminar-Strömung und der Strahlloptik wurde untersucht und die Stromdichteverteilung in verschiedenen Querschnittsebenen des Strahls unter Berücksichtigung der thermischen Geschwindigkeitsverteilung mittels eines Digitalrechners bestimmt. Die experimentellen Untersuchungen mit Hilfe einer Röhre für Elektronenstrahlanalysen ergeben einen engen Zusammenhang zwischen dem Verhalten des optischen Modells und des tatsächlichen Strahls. Zusätzlich können auch die Kopplungseffekte zwischen den einzelnen Elektronen berücksichtigt werden.

H. J. Linn (München) berechnete den Feldanstieg für den Strahlschub in periodischen Magnetfeldern. Der Strahlverlauf kann ohne Kenntnis der speziellen Form der Elektronenkanone im Bereich des Magnetfeldanstiegs (Vorfeld) berechnet werden. Es ergeben sich Dimensionierungsvorschriften für Magnetfeld und Elektronenkanone.

I. R. Hechtel (China Lake/USA) behandelte die elektrostatische Strahlfokussierung. Während in den vergangenen Jahren gewöhnlich die magnetischen Fokussierungsverfahren angewendet wurden, machte man in neuester Zeit brauchbare Versuche mit der elektrostatischen Fokussierung. Die Vorteile der elektrostatischen Fokussierung sind geringes Gewicht, kompakte Bauweise, kein Energieverbrauch, keine Streufelder und Unabhängigkeit von Temperaturänderungen. Es wurden elektrostatische Fokussierungssysteme verschiedener Anordnungen von Raumladungsfeldern und elektrostatischen Fokussierungselektroden gezeigt. Die Fokussierungselektroden bestanden aus konzentrisch angeordneten Zylindern und parallelen Scheiben. Für diese Grundanordnungen wurden Perveanzen von runden und flachen Strahlen in entsprechenden Wellenleitern angegeben. Die Erzeugung und Berechnung eines geradlinigen Elektronenstrahls mittels einer Kombination aus scheiben- und keilförmigen Elektroden wurde gezeigt.

E. Deimel (Eindhoven/Holland) berichtete über die iterative Berechnung von Hochperveanzkanonen für die Wanderfeldröhre 1 E 0/2 E 0 mit Hilfe einer Rechenmaschine „IBM 650“. Einleitend wurden die Feldgleichungen für die Elektrodenanordnungen der Kanonen abgeleitet und der numerische Rechengang an Hand eines Schemas aufgezeigt.

Die Raumladung und Feldverteilung im Gebiet der Katode wurde in 1600 Punkten berechnet und der Rechengang nach vier Schritten abgebrochen. Es zeigte sich eine Überkreuzung der Elektronenbahnen am Rand des Strahls, doch können die sich ergebenden Hüllflächen sowohl als Absorptionsfläche für eine Schar von Elektronenbahnen als auch als Ausgangsfläche für eine andere Schar von Elektronenbahnen angenommen werden, so daß weiterhin gebietsweise mit laminarer Elektronenströmung zu rechnen ist. Über periodische Phasenfokussierung sprach O. Heil (San Mateo/USA). Ausgehend von den Chladnischen Klangfiguren, werden Betrachtungen über den kinematischen Wirkungsgrad von Elektronen in Mikrowellenröhren angestellt. Der Elektronenstrahl tritt in Wechselwirkung mit einer sich fortbewegenden stehenden Welle, so daß sich periodische Elektronenzusammenballungen bilden, ähnlich wie in Klystrons, jedoch mit höherem Wirkungsgrad. Auf Grund solcher Betrachtungen läßt sich errechnen, daß Wirkungsgrade bis 90% erreichbar sind. Die Möglichkeiten der Strahlfokussierung durch HF-Felder erörterten K. Birdsall und G. Rayfield (Berkeley/USA). Ähnlich der elektrostatischen Fokussierung wirken elektrische Wechselfelder so auf den Elektronenstrahl ein, daß er fokussiert wird. Beispielsweise konnten bei Verwendung einer Wendel geringer Steigung, längs der eine elektromagnetische Welle läuft, 65% des Katodenstroms im Kollektor gemessen werden. Eine andere Fokussieranordnung ergab eine Strahlübertragung von 88%. Grundsätzlich scheint es möglich zu sein, einen Elektronenstrahl auch innerhalb eines glatten Hohlleiters durch Hohlleiterwellen, zum Beispiel mit der E_{01} -Welle, zu fokussieren, wenn der Einfluß der magnetischen Felder vernachlässigbar klein wird. (Wird fortgesetzt)

Elektrische Messung nichtelektrischer Größen

Einer der wichtigsten Zweige der Meßtechnik ist die elektrische Messung nichtelektrischer Größen. Es gibt heute praktisch keine physikalische Größe mehr, die sich nicht durch geeignete Aufnehmer in elektrische Werte umwandeln läßt. Im folgenden werden einige der zur Deutschen Industrie-Messe Hannover 1960 neu herausgebrachten Geräte zur elektrischen Messung nichtelektrischer Größen besprochen.

Ionisationsmanometer „III“

Das Ionisationsmanometer „III“ (*Leybold*) zur Messung des Totaldrucks von Gasen und Dämpfen ist für den Laborbetrieb bestimmt, wo zwar sehr genau gemessen werden muß, Steuerungsmöglichkeiten und Schreiberanschluß aber nicht erforderlich sind. Der dreifach dekadisch unterteilte Meßbereich (10^{-4} , 10^{-5} und 10^{-6} Torr) reicht von 10^{-3} Torr bei Vollausschlag im höchsten Meßbereich bis 10^{-7} Torr (kleinster noch ablesbarer Druck im untersten Meßbereich). Die zu dem Gerät gehörende Meßröhre IM 3 ist eine übliche Ionisationsmanometer-Triode mit Wolframkatode in Bleiglasausführung. Sie kann daher an Glasapparaturen direkt angeschmolzen werden. An Metallapparaturen schließt man sie mittels eines Kleinflansches mit Glasrohrverbindung an. Der Eichfaktor der Meßröhren ist wegen des konzentrischen Systemaufbaues gegen Fertigungsstreuungen unempfindlich und bleibt daher von Röhre zu Röhre weitgehend gleich.

ELRU-Information 206

Miniatrdruckgeber „6-01“

Wegen seiner sehr kleinen Abmessungen (Länge 15 mm, maximaler Durchmesser 6,33 mm) läßt sich dieser Druckgeber (*vibro-meter ag*) für viele Meßaufgaben einsetzen. Er ermöglicht quasistatische und dynamische Druckmessungen (0...100 kHz) im Druckbereich von Vakuum bis 300 ata. Der mechanisch-elektrische Wandler besteht aus zwei Quarz-Halbzylindern, die optisch plan geschliffen und in eine absolut dichte, aus dem Vollen gedrehte Hülse eingepreßt sind. Die Elektrode liegt zwischen den Quarz-Halbzylindern. Der Anschlußstecker für die Meßleitung ist mit Teflon isoliert, das einen Isolationswiderstand von $10^{14}\Omega$ garantiert. Die Empfindlichkeit des Druckgebers „6-01“ ist etwa 7 pC/ata, die Ansprech-

empfindlichkeit etwa 0,03 ata und die Ansprechzeit 3 μ s. Im Bereich -200...+220°C beträgt die Temperaturabhängigkeit des Eichfaktors $\pm 1\%$.

ELRU-Information 207

Tragbarer Spitzenkraftanzeiger zur Messung von kurzzeitigen Kräften

Mit dem Spitzenkraftanzeiger von *Brandau* lassen sich kurzzeitig wirkende Kräfte (Dauer etwa 5 ms) messen und die Meßwerte über längere Zeit festhalten. Als Meßwertgeber verwendet man eine Dehnungsmeßstreifen-Brücke, die an der Meßstelle anzubringen ist. Das Gerät arbeitet nach dem Trägerfrequenzverfahren mit einer Trägerfrequenz von 1 kHz. Die bei mechanischer Belastung der Brücke an ihrem Ausgang auftretende Spannung, die der Größe der Kraft proportional ist, wird in einem zweistufigen Verstärker verstärkt und phasenabhängig gleichgerichtet. In einer Speichereinrichtung speichert man dann den Scheitelwert des mit einem Gleichspannungsverstärker verstärkten Gleichspannungsimpulses und führt ihn einem Anzeigeelement zu. Die Spitzenkraftanzeige kann über längere Zeit aufrechterhalten werden; der Rückgang des Zeigerausschlages beträgt etwa 1...2% je Minute. Das Instrument hat eine Prozentskala (0...150%), so daß sich die Belastung direkt in Prozent der Nennlast ablesen läßt.

ELRU-Information 208

Sternpyranometer

Das Sternpyranometer von *Schenk* dient zur Messung der kurzwelligen Komponenten des Strahlungsumsatzes, zum Beispiel der Sonnenstrahlung, der Himmelsstrahlung und der Reflexstrahlung im Bereich 0,3...3 μ . Bei diesem Gerät wird die Strahlung nicht direkt gemessen, sondern sie erzeugt eine Temperaturdifferenz, die eine Thermosäule in eine EMK umwandelt. Die strahlungsempfindliche Fläche besteht aus 32 in zwei Kreisen angeordneten, abwechselnd schwarz und weiß lackierten Kupferplättchen. Bei Bestrahlung erwärmen sich die schwarzen Plättchen stärker als die weißen, und diese Temperaturdifferenz wird durch die an der Unterseite der Plättchen angebrachte Thermosäule gemessen. Da die von der Thermosäule gelieferte Spannung sehr gering ist (etwa 1,5...2 mV $\text{cal}^{-1} \text{cm}^{-2} \text{min}^{-1}$), sind zur Messung der Thermospannung hochempfindliche Meßinstrumente erforderlich.

ELRU-Information 209

Mantel-Thermoelemente mit kurzer Ansprechzeit

Die neuen *Degussa*-Mantel-Thermoelemente des Typs „SK 796“ eignen sich wegen ihres geringen Außendurchmessers und der dadurch bedingten

VALVO

NTC Widerstände mit hohem negativen Temperaturkoeffizienten

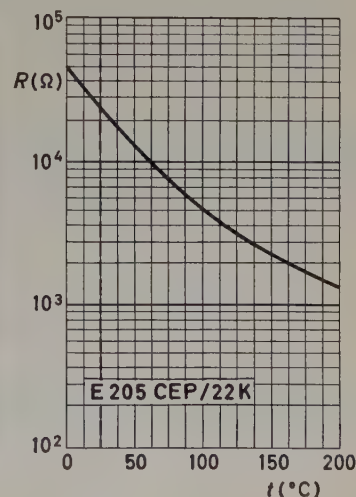
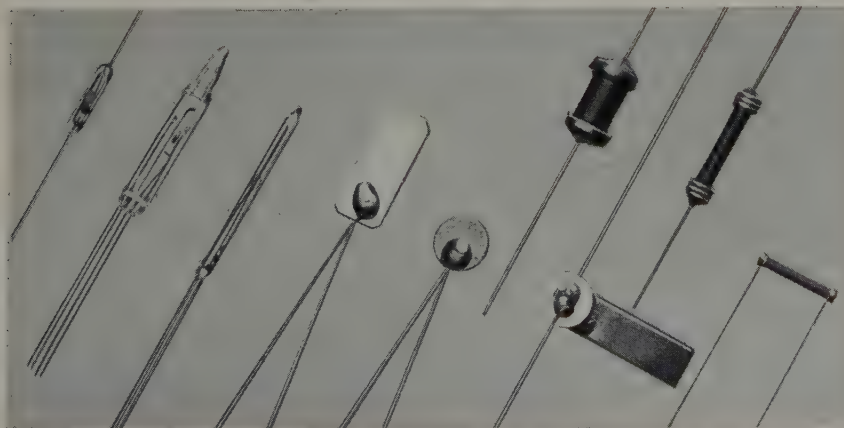
für:

Heizfadenschutz in Fernsehempfängern
Relaisverzögerung
Temperaturmessung
Temperaturregelung
Temperaturkompensation
Niveaumanzeige

Pegelregelung
Strömungsmessung
Vakuummessung
Spannungsstabilisierung
Fernregelung von Widerstandswerten
Molekulargewichtsbestimmung



VALVO GMBH HAMBURG 1



kleinen Wärmeträgheit besonders für Meßaufgaben, die kurze Ansprechzeiten erfordern. Sie werden in zwei verschiedenen Größen mit 3 und 1,5 mm Außendurchmesser für NiCr-Ni- und Fe-Konst.-Thermopaare hergestellt und erlauben Temperaturmessungen bis maximal 800°C. Der Mantel besteht aus nichtrostendem Stahl, die Isolation aus Aluminiumoxydpulver. Im allgemeinen sind die Thermodrähte im Boden des Mantels eingeschweißt. Die Ausführung mit 3 mm Durchmesser ist jedoch auch mit vom Boden isolierten Thermodrähten lieferbar.

ELRU-Information 210

Elektronik-Temperatur-Meßgerät „Tastotherm“

Dieses handliche Meßgerät der AAP (Abmessungen 210×124×90 mm, Gewicht 1000 g) ist serienmäßig für sechs Meßbereiche im Temperaturbereich -80...+400°C lieferbar. Die Messung erfolgt durch einen in einem Temperaturfühler untergebrachten temperaturabhängigen Widerstand, der in einer Brückenschaltung liegt. Ein in °C (oder °F) geeichtes Meßinstrument zeigt die Verstellung der Brücke an. Je nach Meßobjekt und angeschlossener Fühler ist Oberflächen- oder Tauchmessung (Eintauchtiefe 1 mm) möglich. Alle Fühlertypen des gleichen Meßbereiches lassen sich untereinander austauschen. Die zu jedem Meßbereich gehörenden Abgleichorgane sind im Anschlußstecker des Fühlers untergebracht. Das Gerät ist in der Ausführung „GB“ mit Batterien ausgestattet, während der Typ „G“ mit verschiedenen auswechselbaren Stromversorgungseinschüben (für Batterie- oder Netzbetrieb, mit Mallory-Zellen oder mit wiederaufladbaren Akkumulatoren und eingebautem Ladegerät) und die Sonderausführung „SG“ im Blechgehäuse zum Anschluß mehrerer umschaltbarer Fühler geliefert wird.

ELRU-Information 211

Temperatur-Meßgerät „Tastotherm-Infra“

Bei vielen Temperatur-Meßaufgaben, zum Beispiel bei Induktions-Glühanlagen, Schmelzöfen, Roheisenmischern usw., ist es nicht möglich, das Meßobjekt mit dem Temperaturfühler zu berühren. Für diese Fälle liefert die AAP das Temperatur-Meßgerät „Tastotherm-Infra“ (Meßbereich etwa +100...+3000°C), das die vom Meßobjekt ausgesandte Temperaturstrahlung unter Ausschaltung des sichtbaren Anteils der Strahlung durch ein Filter im Bereich 1,8...2,8 μ mißt. Das Gerät besteht aus dem Meßkopf und einem Meßverstärker mit Anzeigegerät. Die Temperaturstrahlung gelangt durch eine auswechselbare Lochblende zur Erreichung eines sehr kleinen Meßfleckdurchmessers, der jedoch von der zur messenden Temperatur und der Entfernung des Meßobjektes abhängt, und eine Spiegeloptik zu einer Bleisulfidzelle, deren maximale Empfindlichkeit bei 2,5 μ liegt. Vor der Zelle ist ein Strahlungsmodulator angeordnet, der den Meßstrahl mit einer Frequenz von etwa 400 Hz unterbricht. Der Antriebsmotor des Modulators (rotierende Blende) ist durch eine Transistorschaltung drehzahlstabilisiert. Da die von der Meßzelle gelieferte Spannung von der Raumtemperatur abhängt, sind in ihrem Gehäuse temperaturabhängige Widerstände eingebaut, die im Gegenkopplungsweig des im Meßkopf untergebrachten Meß-Vorverstärkers liegen und eine Kompensation der Raumtemperatur im Bereich +10...+50°C bewirken. Bei höheren Umgebungstemperaturen ist ein Wasserkühlmantel für Durchflußkühlung zu verwenden, der als Zubehörteil lieferbar ist.

Die Meßspannung wird in einem vierstufigen, stark gegengekoppelten Verstärker verstärkt und über ein Bandfilter (Mittenfrequenz 400 Hz, Bandbreite 50 Hz) dem Meßgleichrichter zugeführt. An einem besonderen Schreiberausgang (0,2 V an 20 Ω) läßt sich die Gleichrichterspannung zum Betrieb eines üblichen Schreibers oder eines zweiten Meßgerätes entnehmen. Für Regelzwecke kann das „Tastotherm-Infra“ mit einem Regler kombiniert werden, der entweder als Grenzwertschalter oder als Proportionalregler ausgeführt ist.

ELRU-Information 212

Elektronisches Feuchtigkeitsmeßgerät „LG“

Die Bestimmung der Feuchtigkeit von im trockenen Zustand nicht leitenden Stoffen kann durch eine Messung ihrer elektrischen Leitfähigkeit er-

folgen, da der Widerstand des Meßgutes von dessen Feuchtigkeitsgehalt abhängt. Nach diesem Prinzip arbeiten die neuen Feuchtigkeitsmeßgeräte der Typenreihe „LG“ von *Mundinger*, die besonders für Dauer- und Reihenmessungen bestimmt sind und Feuchtigkeitsmessungen mit einer Genauigkeit von $\pm 0,05\%$ des angezeigten Meßwertes ermöglichen. Der Meßbereich hängt vom Meßgut ab; zum Beispiel hat der Holzfeuchtigkeitsmesser „LGH“ den Meßbereich 4...18%, während der Papierfeuchtigkeitsmesser „LGP“ mit dem Meßbereich 4...12% geliefert wird. Netzspannungsschwankungen bis $\pm 25\%$ beeinflussen die Meßgenauigkeit nicht.

ELRU-Information 213

Transistorgesteuerter Bunkerstandschalter

Zur Überwachung und Steuerung von Füllständen in Bunkern, Silos usw. entwickelte die *Brabender Technologie GmbH* den mit Transistoren bestückten Bunkerstandschalter „CT“, der nach dem kapazitiven Prinzip arbeitet. Das Gerät besteht aus einem Steuergerät mit Netz- und Relaisleiste und einem etwa 25 cm langen Fühlstab aus säurebeständigem Stahl, den man waagrecht in die Behälterwand oder senkrecht von oben in den Deckel einschraubt. Nähert sich das Füllgut dem Fühlstab, so ändert sich die Kapazität zwischen Behälterwand und Fühler. Dadurch wird ein im Kopf des Fühlstabes eingebauter Schwingkreis verstimmert, und das Relais im Steuergerät spricht an. Das Steuergerät ist mit maximal 12 Relaisleisten und als Typ „CTR/D“ (Doppelgerät) für Maximum-Minimum-Reglung lieferbar.

ELRU-Information 214

Dosierbandwaage

Diese Waage (*Brabender Technologie GmbH*) ermöglicht die kontinuierliche Dosierung von Schüttgütern. Ein kleines endloses Förderband, das von einem elektronisch stabilisierten Motor mit konstanter Geschwindigkeit angetrieben wird, ist einseitig in einer \pm -Waage aufgehängt, deren Gleichgewichtslage durch elektronische Abtastung des Zeigerausschlages kontrolliert wird. Die Beschickung des Wiegebandes erfolgt durch eine elektromagnetische Förderrinne. Weicht der Zeiger von der Nulleinstellung ab, so wird die Förderleistung der Rinne über ein Steuergerät entsprechend geregelt. Die Bandbelastung und damit die Durchsatzleistung läßt sich durch Schiebewichte an der Waage einstellen. Der kleinste Typ hat eine Durchsatzleistung von 5 kg/h. Die Genauigkeit der Dosierung hängt von dem Dosiergut ab und kann bei förderwilligen Medien $\pm 0,5\%$ erreichen.

ELRU-Information 215

Ferntachometer

Das neue transistorisierte Ferntachometer von *Jaquet* arbeitet mit einem induktiven Aufnehmer, der eine der Drehzahl proportionale Frequenz liefert. Auf der Welle, deren Drehzahl gemessen werden soll, wird ein Polrad befestigt, dessen Polzahl (serienmäßig 1, 10, 20 und 30 Pole) von der maximalen Drehzahl abhängt. Das Polrad induziert in einer Spule (Geber) die Meßwechselspannung, die man einem volltransistorisierten Wandler zuführt, der je Periode der Geberspannung einen Einheitsimpuls konstanter Voltsekundenfläche erzeugt. Das nachgeschaltete Anzeigeinstrument bildet den arithmetischen Mittelwert dieser Impulsfolge und zeigt also einen der Frequenz und damit der Drehzahl proportionalen Strom an. Der Wandler ist in verschiedenen Ausführungen je nach Drehzahlbereich (maximal zu messende Drehzahl 120000 U/min) und Stromversorgung (Netz- oder Batteriebetrieb) lieferbar.

ELRU-Information 216

Drehzahlabhängiges Schaltgerät mit zwei einstellbaren Schaltepunkten

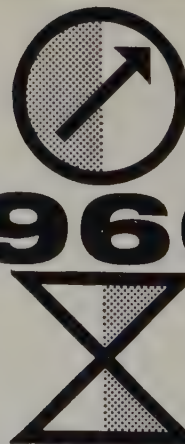
Zur drehzahlabhängigen Auslösung von zwei Schaltvorgängen liefern die *Deuta-Werke* die Schaltgeräte der Serie „ES 88“, die je nach Typ mit Gleich- oder Wechselstrom-Drehzahlgebern zusammenarbeiten. Die vom Geber gelieferte Spannung wird gleichgerichtet und mit einer Bezugsspannung verglichen, die sich dann an einem in U/min geeichten Potenti-

INTERNATIONALER KONGRESS MIT
AUSSTELLUNG FÜR MESSTECHNIK UND AUTOMATIK

INTERKAMA 1960

DÜSSELDORF • 19. BIS 26. OKTOBER 1960

Nordwestdeutsche Ausstellungs-Gesellschaft mbH. (Nowea)
Düsseldorf, Messegelände • Telex: 0858 4853 Nowea Dssd.



meter einstellen läßt. Übersteigt die Geberspannung die Bezugsspannung, so entsteht eine positive Differenzspannung, die nach Verstärkung in einem System einer E 88 CC ein Relais betätigt (Schaltleistung 100 W bei 380 V). Die Schaltpunkte lassen sich kontinuierlich zwischen 50 und 2000 U/min oder zwischen 2000 und 4000 U/min einstellen. Die maximale Schaltungenauigkeit ist $\pm 3\%$ vom Endwert.

ELRU-Information 217

Drehzahlgeber „EFU 1“

Dieser Drehzahlgeber wurde von den *Deuta-Werken* speziell zur Verwendung in Schiffsanlagen entwickelt. Er liefert drei galvanisch getrennte, voneinander unabhängige Gleichspannungen mit dreirichtungsabhängiger Polarität. Der Aufbau des Gebers entspricht dem eines Wechselstromgenerators mit permanentmagnetischem Anker. Die Hälfte der Statorspulen trägt jedoch Kupfer-Kurzschlußbringe, und durch geeignete Anordnung und Schaltung dieser Spulen wird erreicht, daß je nach Drehrichtung in entsprechenden Spulenpaaren eine hohe oder sehr niedrige Wechselspannung erzeugt wird. Die Wechselspannungen werden mit Germaniumdioden, die im Geber untergebracht sind, gleichgerichtet und die Gleichspannungen gegeneinander geschaltet. Dann ergibt sich eine Gleichspannung, deren Höhe von der Drehzahl und deren Polarität von der Drehrichtung abhängt.

ELRU-Information 218

Magnetischer Drehzahlgeber

Der magnetische Drehzahlgeber „482“ von *Berkeley* ist besonders zur Messung von Drehzahlen in Verbindung mit elektronischen Zählgeräten geeignet. Dabei wird der Geber direkt an die Welle, deren Drehzahl bestimmt werden soll, angekuppelt. Um eine einfache Montage zu ermöglichen, ist die Achse des Drehzahlgebers elastisch ausgebildet und kann daher ohne zusätzliche elastische Kupplung mit der zu messenden Welle verbunden werden. Das zweite Achsende hat einen Innenvierkant, so daß sich ein weiterer Geber direkt ankuppeln läßt. Die Ausgangsspannung ist annähernd sinusförmig und nur wenig von der Drehzahl abhängig. Der Geber wird in zwei Ausführungen geliefert, und zwar als Modell „482/60“ (60 Signale je Achsumlauf, Drehzahlbereich 5...15000 U/min, etwa 5 V Ausgangsspannung bei parallelgeschalteter Stabilisierungswicklung und Belastung mit $1\text{ M}\Omega \parallel 100\text{ pF}$ bei 15000 U/min) und als Typ „482/100“ (100 Signale je Achsumlauf, Drehzahlbereich 10...15000 U/min, etwa 3 V Ausgangsspannung bei 15000 U/min). Das erforderliche Drehmoment beträgt rund 60 cm g.

ELRU-Information 219

Transistor-Kurzzeitmesser „Bal 301“

Der Transistor-Kurzzeitmesser „Bal 301“ von *Drelo* wurde speziell für Zwecke der ballistischen Meßtechnik entwickelt und ermöglicht Zeitmessungen im Bereich $1\mu\text{s} \dots 99,999\text{ s}$ mit einer Meßgenauigkeit von $\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 1\mu\text{s}$. Das Gerät enthält einen quartzgesteuerten 1-MHz-Oszillator, dessen Spannung in Impulse von $1\mu\text{s}$ Abstand umgeformt wird, die über eine Torschaltung während der Meßzeit einem achsstufigen Zähler zugeführt werden. Die Steuerung der Torstufe erfolgt über eine Schaltstufe durch Schließen oder Öffnen eines Kontaktes. Die Schaltung ist so verriegelt, daß auf den Meßimpuls folgende Störimpulse, zum Beispiel Kontaktprellungen, wirkungslos bleiben. Zur Meßwertanzeige dienen fünf Ziffern-Anzeigeelemente, die die Ziffern in Negativschrift auf Mattscheiben projizieren. Außerdem blendet man das Dezimalkomma ein, und auf einem Leuchtfeld erscheint der gewählte Meßbereich. Durch eine photoelektrische Automatik ist sichergestellt, daß nur jeweils eine Zahl eindeutig angezeigt wird. Die Instrumente können wahlweise den Zählbetrag der ersten ($1\mu\text{s} \dots 99,999\text{ ms}$) oder letzten fünf Zählstufen ($1\text{ ms} \dots 99,999\text{ s}$) anzeigen, während alle acht Stellen des Meßwertes gespeichert werden. In Grenzfällen lassen sich durch Umschalten auch alle acht Stellen ablesen.

ELRU-Information 220

Dehnungsmeßstreifen für hohe Temperaturen

Für Messungen bei Temperaturen bis 1100°C liefert *BuFra* (Deutsche Vertretung: *Meßtechnik GmbH*, München) die Dehnungsmeßstreifen der Serien „100“, „400“, „500“, „600“ und „700“. Diese Dehnungsmeßstreifen bestehen aus sehr dünnen, kalibrierten Metallfolien und passen sich daher auch an gekrümmte Oberflächen gut an. Ihre Befestigung auf dem Meßobjekt erfolgt mit einem Spezial-Keramikzement, der auch den Meßstreifen vom Werkstück isoliert. Bei den Serien „100“ und „600“ stehen auch temperaturkompensierte Ausführungen zur Verfügung, deren Temperaturkoeffizient dem des Werkstoffes (Stahl, rostfreier Stahl, Aluminium) des Meßobjektes entspricht. Verwendet man diese Meßstreifen, so sind besondere Kompensationsstreifen nicht erforderlich.

ELRU-Information 221

Ultraschall-Dehnungsmeßgerät

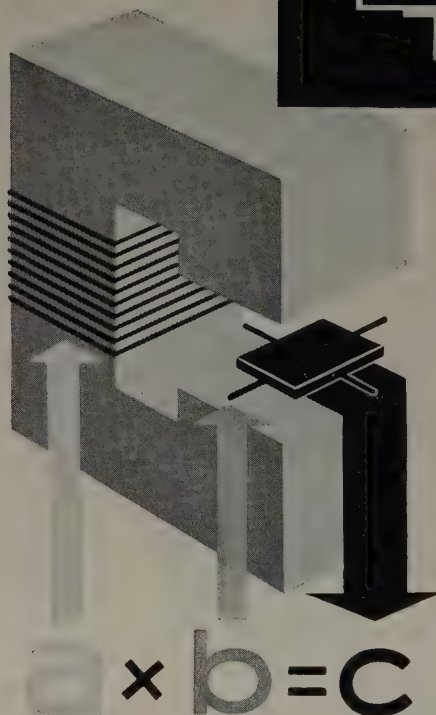
Die bisher üblichen Dehnungs- und Stauchungsmessungen mit Dehnungsmeßstreifen u. ä. erfordern, daß die Oberfläche des Meßobjektes zugänglich ist. Das ist aber beispielsweise bei Bolzenverschraubungen, Zugankern usw. nicht der Fall, und daher sind diese Meßverfahren bei derartigen Bauteilen nicht anwendbar. Für diese Fälle entwickelte die *Kretztechnik* ein Ultraschall-Meßgerät, das nach dem Reflexionsprinzip arbeitet. Der Ultraschall-Tastkopf wird dabei zum Beispiel auf den Schraubenkopf aufgesetzt und das vom Boden der Schraube reflektierte Signal auf einer Katodenstrahlröhre sichtbar gemacht. Nun bringt man eine im Gerät erzeugte elektronische Meßmarke mit dem Echoimpuls genau zur Deckung.


SIEMENS

HALBLEITER



B 63



Der Halleffekt —

jetzt technisch vielseitig nutzbar

Durch Zusammenwirken von einem Magnetfeld und einem Steuerfeld entsteht im „Hallgenerator“ eine elektrische Ausgangsgröße: die Hallspannung.

Seitdem im Hause Siemens die ersten leistungsfähigen Hallgeneratoren der Welt entwickelt worden sind, kann der Halleffekt auch technisch genutzt werden.

Mit Siemens-Hallgeneratoren läßt sich eine Vielzahl elektronischer Probleme elegant lösen. Für die verschiedensten Aufgaben liefern wir:

- Feldsonden
- Jochsonden
- Tangential-Feldsonden
- Hallmultiplikatoren
- Hallmodulatoren
- Magnetogrammsonden
- Spezialsonden

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESellschaft

[illegible]

Anstelle vieler Einzelzellen eine einzige kompakte Batterie mit großer Leistung – und nur **ein** Handgriff beim Einsetzen der Batterie.

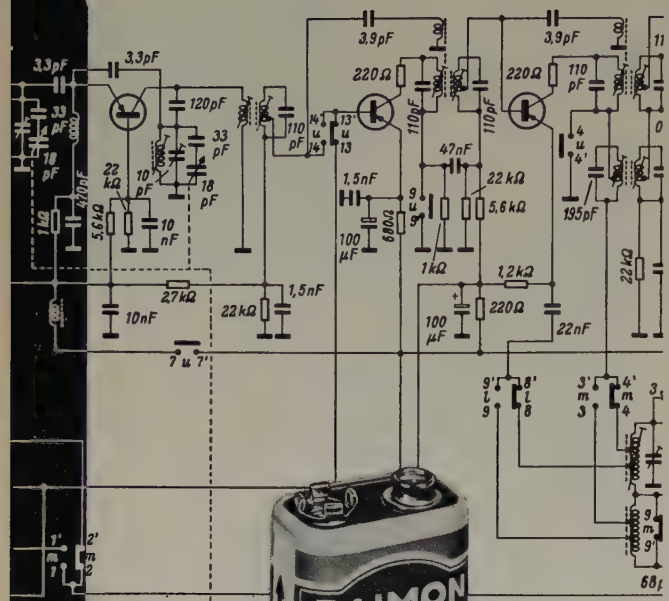
DAIMON-Energieblöcke entsprechen den internationalen Normen. Ihre besonderen Eigenschaften machen sie zu verlässlichen Stromquellen für Transistorgeräte.

DAIMON-Energieblocks.



DAIMON

DAIMON G.m.b.H., Rodenkirchen/Rhein
Hauptstraße 128, Telefon 301055
Technische Beratungsabteilung



ELRU-Information 222

Maihak erweiterte jetzt die Reihe der bewährten „MDS“-Geber durch den Geber „MDS 81“ für Neigungsmessungen, der als Typ „MDS 82“ auch zum Einbau in Beton lieferbar ist. Als Meßelement dient ein Pendel, dessen Ausschlag die Eigenfrequenz einer Meßsaite verändert; die Änderungen der Frequenz sind also der Neigung proportional. Die Empfindlichkeit dieses Gebers erreicht die hochwertiger geodätischer Instrumente. Der kleinste ablesbare Wert ist bei Anzeige durch den Meßempfänger „MDS 4“ derselben Firma je nach Meßbereich 0,3...1,4 Winkelsekunden, die Meßgenauigkeit besser als $\pm 0,1\%$.

ELRU-Information 223

Zur elektrischen Übertragung von Stellungen hat die *Fernsteuergeräte oHG* die „Standard“-Widerstandsferngeber „FW 040“ (Einfachausführung) und „FW 040 M II“ (Zweifachausführung) mit 270° Drehwinkel neuentwickelt, die sich für viele Übertragungsaufgaben einsetzen lassen. Sie werden mit Nennwiderständen (bezogen auf den Nenndrehwinkel 270°) von 30, 100, 150, 200 und 480 Ω (Toleranz 5, 2 oder 1%, Belastbarkeit 1,5 W, Linearitätsabweichung maximal 0,2%) geliefert. Das erforderliche Drehmoment ist 0,5 beziehungsweise 0,8 cmg für die Zweifachausführung. Außerdem wurden jetzt auch Widerstandsferngeber in explosionsgeschützter Ausführung („FW 25“ und „FWE 25“) in das Lieferprogramm der Firma aufgenommen.

ELRU-Information 224

AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

Der Vorstand der *Standard Elektrik Lorenz AG* ernannte zu Generalbevollmächtigten die Herren Dr.-Ing. Erich Schulze-Herrington, Leiter der *Lorenz-Werke Berlin der SEL*, sowie Viktor Kühl, Leiter des *Bauelementewerkes SAF Nürnberg der SEL*, und zu Direktoren die Herren Tankred v. Hauteville, Leiter der Vertriebsabteilung Drahtlose Technik und Weiterverkehr der *Lorenz-Werke*, Dipl.-Ing. Ernst Hoene, Leiter der Vertriebsabteilung Röhren und Rundfunkzubehör der *Lorenz-Werke der SEL*, Heinrich Hertzner, Vertriebsleiter, Walter Hohage, Kaufmännischer Leiter, und Dr. Jürgen Rottgardt, Technischer Leiter im *Bauelementewerk SAF der SEL*.

Mit diesen Ernennungen finden die Erweiterung ihrer Arbeitsgebiete und ihre Verdienste um die Ausdehnung der Geschäfte in ihren Bereichen ihre Anerkennung.

Julius Karl Görler und Julius Karl Görler Mannheim

Die Fertigungszweige Hochfrequenzbauteile und Spritzgußteile haben sich in den letzten Jahren derart entwickelt, daß sie jetzt gleichberechtigt neben der Transformatorenfertigung bestehen können. Die Firmenleitung hat sich daher entschlossen, den Ausdruck Transformatorenfabrik aus dem Firmennamen zu streichen. Die Hauptniederlassung Berlin heißt jetzt *Julius Karl Görler* und die Mannheimer Zweigniederlassung *Julius Karl Görler Mannheim*. Transformatoren, Drosselpulen und Spritzgußteile aus Kunststoffen werden nach wie vor vom Berliner Werk hergestellt, Hochfrequenzbauteile für Industrie und Export vom Mannheimer Werk. An den Rechtsverhältnissen hat sich nichts geändert.

Die *Telefunken GmbH* hat das Arbeitsgebiet der *NSF-Nürnberg Schraubenfabrik und Elektrowerk GmbH* aufgeteilt und die Schraubenfabrik mit Wirkung vom 1. 7. 1960 der *Gutehoffnungshütte Aktienverein Nürnberg/Oberhausen* übertragen. Diese Maßnahme dient der Rationalisierung von Entwicklung, Fertigung und Vertrieb und gestattet es, die ihrer Natur nach nicht zueinander passenden Produktionsprogramme der Schraubenfabrik und des Elektrowerks in getrennten Werkstätten fortzusetzen. Die *Gutehoffnungshütte* wird das von ihr übernommene Werk mit seinem vollständigen bisherigen Fertigungsprogramm unter dem Namen *Nürnberg Schraubenfabrik GmbH* weiterführen. Der Firmenname des bei *Telefunken* verbliebenen Elektrowerks mit seinen Betrieben in Nürnberg, Ingolstadt, Grafenberg und Zeil ist in *Nürnberg Schwachstrombauelemente-Fabrik GmbH* geändert worden.

Anfang August wurde die Herstellung von Konzertschränken und Fernseh-Rundfunk-Phono-Kombinationen in dem Ende April errichteten neuen Fabrikgebäude aufgenommen. Die zweistöckige Halle steht auf dem Gelände des *Nordmende*-Fernsehwerks in Bremen-Hemelingen, besteht aus freitragendem Spannbeton und ist etwa 60 m lang.

Der Ausschuß Normenpraxis im Deutschen Normenausschuß hält seine zehnte Plenarsitzung in diesem Jahr am 12. und 13. Oktober 1960 in der Staatlichen Ingenieurschule Saarbrücken ab. Interessenten werden gebeten, ihre Anschrift dem Ausschuß Normenpraxis im Deutschen Normenausschuß, Berlin W 15, Uhlendstraße 175, mitzuteilen. In Verbindung mit dieser Tagung wird erstmalig eine Lehrschau gezeigt, die künftigen Seminaren für Normung als Anschauungsmaterial für die Praxis dienen und den an einer Werknormung interessierten Firmen Anregungen für ihre Arbeiten geben soll.

Zur Erweiterung ihrer Keramischen Werke in Hamburg-Langenhorn, die mit fast 1500 Mitarbeitern Einzelteile für Rundfunk- und Fernsehgeräte fabrizieren, mietete die *Valvo GmbH* in Bad Segeberg Fabrikräume mit einer Fläche von insgesamt 1500 m². Noch in diesem Monat sollen zunächst etwa 150 vorwiegend weibliche Arbeitskräfte Beschäftigung finden. Die Halbfabrikate für die Segeberger Montagefertigung werden weiterhin in Hamburg hergestellt. Die Nachfrage nach Bauteilen für Rundfunk- und Fernsehempfänger steigt ständig, so daß die *Valvo GmbH* ihre Kapazität erweitern mußte.

Für die *Columbia Gas System of New York* wird zur Zeit von einem der Werke der *Collins Radio Company* ein Mikrowellennetz errichtet, das zu den größten in Privathand befindlichen Nachrichtennetzen der Welt gehören wird. Es handelt sich dabei um eine 750 km lange Verbindung zwischen den Staaten West Virginia, Kentucky, Ohio und Pennsylvania mit 29 Stationen, die der Übertragung des Telefon- und Fernschreibverkehrs, von Meßwerten sowie der technischen Überwachung dient und die mit ihren 240 Kanälen die Grundlage für eine beabsichtigte vollkommene Automatisierung des Gasleitungssystems bildet.

Mit der Veröffentlichung des Geschäftsberichtes 1959/60 übt die *Telefunken GmbH* wieder, wie in den Vorjahren, freiwillige Publizität. Der Bericht, der als ansehnlicher, farbig bebildelter Druck mit 31 Textseiten vorliegt, nennt den Umsatz mit 571 Millionen DM (das sind 25% mehr als im Vorjahr), den Umsatz einschließlich der Tochtergesellschaften ohne firmeninterne Lieferungen mit 620 Mill. DM, die Bilanzsumme per 31. März 1960 mit 393 491 833,75 DM und den Reingewinn mit 13 000 000,— (im Vorjahr: 10,9 Mill.) DM. 26 359 Mitarbeiter sind für das Unternehmen tätig (mit voll im *Telefunken*-Besitz befindlichen Firmen: 30 561 Mitarbeiter). Hervorgehoben wird u. a., daß die Nachfrage des Auslands nach *Telefunken*-Erzeugnissen nach wie vor sehr groß war.

Beträchtlich war der Aufwand für Forschung und Entwicklung. „Auf vielen Gebieten unseres Arbeitsbereiches lassen die heutigen wissenschaftlichen und technischen Erkenntnisse wesentliche Veränderungen in der Technik der Zukunft erkennen und noch nicht voll zu übersehende neue Anwendungsmöglichkeiten erwarten“. U. a. wird auf neue Erkenntnisse auf dem Gebiet der Festkörperphysik hingewiesen. Man verspricht sich von ihnen in naher Zukunft interessante praktische Auswirkungen, besonders für die Anwendung anderer Werkstoffe als der bisher gebräuchlichen.

Der Fachnormenausschuß Elektrotechnik im Deutschen Normenausschuß hat ein Verzeichnis der elektrotechnischen DIN-Blätter und der VDE-Vorschriften nach dem Stand vom Mai 1960 herausgegeben (7. Ausgabe). Der Inhalt ist nach Sachgruppen, DIN- und VDE-Nummern geordnet. Ein Stichwortverzeichnis erleichtert das Auffinden der einzelnen Sachgruppen, Normen und Vorschriften. (Beuth-Vertrieb GmbH, 110 S. DIN A 5. Preis brosch. 3.—DM.)

Auf insgesamt 450 Seiten sind in übersichtlicher Darstellung die wichtigsten Daten aller Erzeugnisse aus der *Siemens-Röhren- und Halbleiterfabrik* angegeben, und zwar der Rundfunk- und Fernsehverstärkerrohren, Gleichrichterrohren, Fernseh-Bildrohren, Rundfunk- und Fernseh-Gleichrichter, Sende- und Generatorrohren, Hochspannungsgleichrichter und Stromtore, Stabilisatoren, Spezialverstärkerrohren, Geiger-Müller-Zählrohre, Tantalhalbezeuge, Wolfram-Kupfer-Verbundkörper, Dioden, Photoelemente, Transistoren, Heißeleiter, Hall-Generatoren sowie die Erzeugnisse der Bauelementefabrik (Kurzübersicht). Das im Format DIN A 6 in zwei Sprachen (deutsch und englisch) herausgegebene Taschenbuch ist erhältlich gegen Überweisung einer Schutzgebühr von 3,— DM an die *Siemens-Schuckertwerke AG*, Hauptverarbeitungs, Erlangen; Postscheckkonto: Nürnberg 9424. Kennwort: Röhrenbuch.

[illegible]

DAIMON-Energieblocks sind klein und leistungsfähig, geschaffen für klangreinen Empfang, erstaunlich leicht und handlich, wirtschaftlich durch hohe Dauerleistung; gegen Austritt von Elektrolyt gesichert.

DAIMON-Energieblocks erfordern nur 2 Kontakte. Der Wegfall vieler Anschlüsse senkt die Geräte-Herstellungskosten und vermindert die Zahl der Störquellen.

Entwickeln Sie die nächsten Modelle Ihrer Transistorgeräte nach Maß und Leistung der DAIMON-Energieblocks! Wir informieren und beraten Sie gern.



die helle Freude!

DAIMON G.m.b.H. Rodenkirchen/Rhein
Hauptstraße 128, Telefon 301055
Technische Beratungsabteilung

Nachrichtentechnische Fachberichte

Herausgegeben von J. Wosnik. Braunschweig 1959, Verlag Friedr. Vieweg & Sohn.

Bd. 16: **Fernwirktechnik III**. II, 92 S. m. 135 B. DIN A 4. Preis kart. mit Leinenfalz 16,— DM.

Während der dritten Fachtagung des Fachausschusses 20 „Fernwirktechnik“ der Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE vom 8. bis zum 10. April 1959 in Dortmund wurde wiederum eine Reihe von Fachvorträgen gehalten, an denen die Betriebsfachleute in gleicher Weise wie die Fernmeldetechniker interessiert waren. Das Grundthema der Tagung waren auch diesmal die Informationsbeziehungen zwischen Mensch und Technik sowie die technischen Einrichtungen untereinander innerhalb der Betriebsorganisationen. Aus dieser Verkettung erwachsen für betrieblich zweckmäßige Lösungen interessante Fragen, wie zum Beispiel die Anpassung der technischen Einrichtungen an die naturbedingten Eigenheiten des Menschen. RL

Forschungsberichte des Wirtschafts- und Verkehrsministeriums Nordrhein-Westfalen

Herausgegeben von Staatssekretär Prof. Leo Brandt. Köln und Opladen 1958, Westdeutscher Verlag.

Bericht Nr. 513: **Die Verwendung des Magnetband-Gerätes zur Speicherung des Kurvenverlaufs elektrischer Ströme**

Von L. Schmitz u. F. Schmitt. 68 S. m. 35 B. DIN A 4. Preis kart. 17,65 DM.

Mit den heute zur Verfügung stehenden Magnetbändern, Aufnahme- und Wiedergabeköpfen ist es möglich, Sprache und Musik, das heißt also ein Frequenzband von etwa 20...17000 Hz, mit hoher Qualität wiederzugeben. Die Anwendung der Magnettongeräte zur Speicherung von Kurvenformen elektrischer Ströme ergibt bei erweitertem Frequenzbereich Schwierigkeiten, wenn man Frequenzunabhängigkeit, Amplituden- und Phasentreue fordert. Der vorliegende Bericht faßt Versuche zusammen, die die damit verbundenen Grenzen der magnetischen Aufzeichnung erkennen lassen. Nach allgemeinen Bemerkungen über Theorie und Praxis der einzelnen Verfahren wird das Verfahren mit flußproportionaler Wiedergabe ausführlich behandelt, das sich als besonders vorteilhaft erwiesen hat.

Bericht Nr. 642: **Die dielektrische Trocknung bei erniedrigtem Luftdruck mit Beiträgen zum physikalischen Verhalten der Mischkörper**

Von H.-J. Eckhardt. 66 S. m. 19 B. DIN A 4. Preis kart. 17,10 DM.

Die künstliche Trocknung nasser oder feuchter Stoffe geschieht in der Technik vielfach mit dielektrischer Erwärmung. Bei gleichmäßiger Erwärmung des Materials entsteht an allen Stellen gleichzeitig Verdampfung oder Verdunstung des auszutreibenden Wassers. Damit kann in Kapillaren ein hoher Druck auftreten, der zur Zerstörung der Struktur führt. Um den Überdruck schneller abzuführen, kann man mit vermindertem Außendruck arbeiten (im Grobvakuum). Die hiermit verbundenen grundlegenden Versuche zu beschreiben und die Gesetzmäßigkeiten zu klären, war der Zweck jener Arbeiten, über die in diesem Heft berichtet wird.

Bericht Nr. 663: **Vergleich von Funkortungsverfahren an Bord von Seeschiffen**

Von H.-Ch. Freiesleben. 20 S. DIN A 4. Preis kart. 6,20 DM.

Der erste Abschnitt faßt die bisherigen Untersuchungen über den Vergleich von Funkortungsverfahren zusammen und enthält einige Bemerkungen über die Genauigkeit von Radar als Hilfsmittel der Ortung, der Decca-Ortung, von Funkstandlinien sowie von Consol und Loran. Im zweiten Teil werden Hinweise auf geplante Arbeiten in dieser Richtung gegeben. —öh—

Dechema-Monographien Bd. 35

Meß- und Regeltechnik

Herausgegeben von H. Bretschneider und K. Fischbeck im Auftrag der Dechema. Weinheim 1959, Verlag Chemie. 237 S. m. 187 B. DIN A 5. Preis kart. 39,40 DM.

Dieser Band der Dechema-Monographien enthält 28 Vorträge, teils in erweiterter Form und bebildert, die im Rahmen des europäischen Treffens für chemische Technik anlässlich der Dechema-Tagung 1958 und des II. Kongresses der europäischen Föderation für Chemie-Ingenieur-Wesen 1958 in Frankfurt a. M. gehalten wurden. Einige Vorträge befassen sich mit der Automation, während die anderen hauptsächlich über praktische Regel- und Steuerprobleme berichten sowie über Fragen der Gerätekunde. Besonders interessant sind auch die Abhandlungen über Fortschritte auf den Gebieten Potentiometrie, Chromographie, Sauerstoffmessung, Spektrographie und Trübungsmessung, Flammenphotometrie, Dosiergeräte und Durchflußmesser. Kurzfassungen dieser Vorträge in englischer und französischer Sprache sowie ein Sachregister runden diesen Band ab, der einen ausgezeichneten Überblick über den derzeitigen Stand dieser Technik gibt, wie er auf der Frankfurter Tagung zum Ausdruck kam. —öh—

Radar-Bibliographie

Von W. Reinhardt. Herausgegeben von der Zentrale für Wissenschaftlichen Berichtswesen der Deutschen Versuchsanstalt für Luftfahrt e.V. Köln und Opladen 1959, Westdeutscher Verlag. 103 S. DIN A 4. Preis kart. 26,80 DM.

Es handelt sich hier um eine Zusammenstellung allen erreichbaren Schrifttums (Bücher, Berichte, Hinweise) über Radar aus den Jahren 1953 bis 1958. Zunächst enthält die Arbeit einen Stoff-Ordnungsplan, der gleichzeitig als Inhalts- und Stichwortverzeichnis dient; es folgt die Titelsammlung, die den umfangreichen Stoff in 8 Hauptgruppen übersichtlich, nach Fachgebieten geordnet, enthält. Ein alphabetisches Autorenregister bietet eine zusätzliche Orientierungsmöglichkeit, und am Schluß findet der Leser ein Verzeichnis der bisher erschienen 95 DVL- (Deutsche Versuchsanstalt für Luftfahrt) Berichte. —öh—

Hilfsbuch für Hochfrequenztechniker Bd. 1 und Bd. 2

Von O. Limann u. W. Hassel. Band 1: 2., neubearb. Aufl. München 1959, Franzis-Verlag. XVI, 396 S. m. 237 B. u. 86 Tab. und Monogrammen. 16×21,5 cm. Preis in Ganzl. geb. 29,80 DM. Band 2: 2., stark erw. u. vollst. neubearb. Aufl. München 1960, Franzis-Verlag. XI, 245 S. m. 265 B. u. 19 Tab. 16×21,5 cm. Preis in Ganzl. geb. 19,80 DM.

Der erste Band dieses zweibändigen aus insgesamt acht Kapiteln bestehenden Hilfsbuches enthält die ersten vier Kapitel mit den Grundlagen zum Bau von HF-Geräten und ist für den praktisch tätigen Ingenieur bestimmt. Der erste Teil bringt mathematische Tabellen (Quadrate, Kuben, Wurzeln, Briggsche und natürliche Logarithmen, Kreis-, Hyperbel- und Exponentialfunktionen) und Formeln (Analysis, komplexe Zahlen, Differential- und Integralrechnung, Reihen, Differentialgleichungen), der zweite Maße, Normen und Bezeichnungen. Die physikalischen Eigenschaften der in der Elektrotechnik verwendeten Stoffe behandelt der dritte Teil, während der vierte sich zunächst mit der allgemeinen Elektrotechnik befaßt und dann die einzelnen Bauelemente der HF-Technik (darunter Gleich- und Wechselrichter, Spulen) mit ihren Eigenschaften, Daten und Anwendungen vorstellt.

Aufbauend auf den Inhalt des ersten Bandes, bringt der zweite Band im fünften Kapitel die Grundbegriffe der Akustik und beschreibt Mikrofone, Tonabnehmer und Lautsprecher. Der sechste Teil behandelt die verschiedenen Vierpolglieder, Kettenleiter, Hoch-, Tief- und Bandpässe. Der folgende Hauptabschnitt befaßt sich mit Röhren und Röhrenschaltungen, während der letzte Teil den Halbleitern vorbehalten ist. Dieser zweite Band behandelt somit die ständig sich verändernde Technik, und es ist geplant, deren Fortschritte gegebenenfalls alle drei Jahre durch Neuaufgaben dieses Bandes zu berücksichtigen. Das vorliegende Gesamtwerk, das in seiner ersten Auflage bereits ein Begriff im hochfrequenztechnischen Schrifttum wurde, hat durch seine Neubearbeitung eine weitere Bereicherung erfahren und ist den Technikern und Ingenieuren in Industrie und Forschung ein unentbehrliches Hilfsbuch, das auch manchen praktischen Vorschlag enthält. Aber auch für Funkamateure und Studierende sind diese beiden Bände sehr zu empfehlen. —hl

Leitfaden der Transistortechnik

Von H. G. Mende. München 1959, Franzis-Verlag. 288 S. m. 268 B. u. 21 Tab. 15,5×21 cm. Preis in Ganzl. geb. 19,80 DM.

Dieses Buch ist hauptsächlich für den Radiopraktiker geschrieben, der wissen will, wie Transistoren in Schaltungen vorteilhaft zu verwenden sind. Nach einer Einleitung über die Geschichte des Transistors, seine gegenwärtige Bedeutung und seine Zukunftsaussichten folgen Abschnitte, die sich mit physikalischen Grundlagen, Herstellungsfragen, Ausführungsformen und elektrischen Eigenschaften von Transistoren befassen. Der nächste Abschnitt wendet sich den Transistorschaltungen zu, geht dabei zunächst von den Voraussetzungen für den Schaltungsentwurf aus und beschreibt dann die einzelnen Schaltungen, wie beispielsweise NF- und HF-, End- und Vorverstärker, Gleichstromverstärker, NF- und HF-Oszillatoren, Impuls- und Kippschwingungserzeuger, Multivibratoren, Sperrschwinger, Gleichspannungswandler sowie Überlagerungs-, Demodulations- und Mischstufen. Beispiele praktisch ausgeführter Geräte aus verschiedenen Anwendungsgebieten sowie Ratschläge zum Bau von Transistorgeräten runden diesen wertvollen, für den Elektroniker wie für den Funkamateur in gleicher Weise geeigneten Leitfaden ab. —öh—

Valvo-Handbuch Halbleiter 1960

Herausgegeben von der Valvo GmbH. 296 S. DIN A 5. Schutzgebühr 3,— DM.

Dieses für Konstrukteure und Geräteentwickler bestimmte Sammelwerk enthält technische Daten, Maßbilder und Kennlinien der von der Valvo GmbH in diesem Jahr lieferbaren Dioden und Transistoren. Dem Datenteil vorangestellt sind ein Inhaltsverzeichnis sowie Erläuterungen zu den technischen Daten. L

Alle besprochenen Bücher können bei der HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bestellt werden



Neuerscheinung

HERBERT LENNARTZ

Fernseh-empfänger

Arbeitsweise · Schaltungen
Antennen · Instandsetzung

In leichtfaßlicher Darstellung — ohne komplizierte mathematische Ableitungen — gewährt das Buch einen Einblick in die Schaltungstechnik moderner Fernsehempfänger. Neben den grundsätzlichen Schaltungen für die HF- und ZF-Verstärkung der Bildröhre und der Ablenkschaltungen sind die neuesten Entwicklungen behandelt, zum Beispiel Dezimeter-Fernsehen, Automaten, Abstimmanzeige und Scharfzeichner. Ferner werden das Prinzip der Bildzerlegung, die Funktion der Bildröhre und das Fernsehsignal, Fernsehantennen und Speiseleitungen eingehend beschrieben. Für den Servicetechniker sind der Abgleich und die Prüfung von Fernsehempfängern mit Hinweisen für die Fehlersuche ausführlich dargestellt.

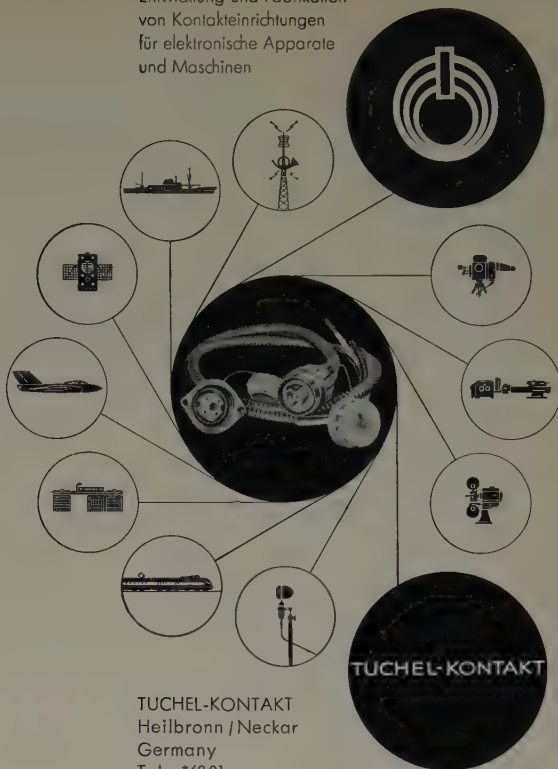
Das Buch wendet sich an den Techniker im Service, den spezialisierten wie nichtspezialisierten Elektronik-Ingenieur und den technisch interessierten Laien.

248 Seiten · 228 Bilder · 7 Tabellen · Ganzl. 22,50 DM

Zu beziehen durch alle Buchhandlungen im Inland und im Ausland oder durch den Verlag

VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Entwicklung und Fabrikation
von Kontakteinrichtungen
für elektronische Apparate
und Maschinen

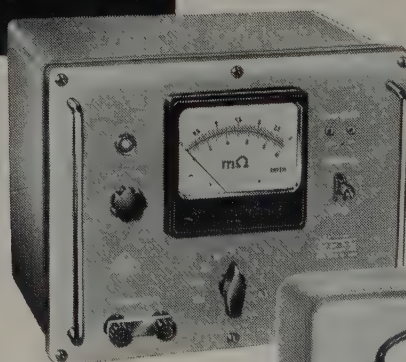


TUCHEL-KONTAKT
Heilbronn / Neckar
Germany
Tel.: *6001
Telex: 0728 / 816

Bitte lassen Sie sich anlässlich der diesjährigen Deutschen Industrie-Ausstellung in der Sonderschau bei unserer Generalvertretung für Berlin, Firma Walter Danöhl, Berlin W 35, Schöneberger Ufer 59, unsere neuen Konstruktionen zeigen und erklären.



*von 10 Milliohm
bis 100 Megohm!*
DIREKT ABLESBAR



EMT 326

DIREKTANZEIGENDE
OHMMETER



EMT 321

Verlangen Sie unsere ausführlichen Prospekte:

ELEKTROMESSTECHNIK WILHELM FRANZ KG
LAHR/SCHWARZWALD · POSTFACH 327 · TELEFON 2053

HEWLETT - PACKARD

Elektronische Meßtechnik für hohe Präzision

Im Rahmen der Erweiterung unserer deutschen Vertriebsfirma suchen wir für unsere Niederlassung in Frankfurt am Main baldmöglichst:

DIPL.-INGENIEUR

für den technischen Verkauf. Erwünscht ist dynamische Persönlichkeit mit guten Kenntnissen der HF- und Impulstechnik; vorzugsweise mit Erfahrung in technisch-wissenschaftlicher Akquisition.

Englische Sprachkenntnisse sind erforderlich. Technische Schulung im Stammwerk in den USA (Kalifornien) nach Anlaufzeit in Frankfurt am Main vorgesehen.

Es wollen sich bitte nur hochqualifizierte Bewerber, die an einer Dauerstellung Interesse haben, mit üblichen Unterlagen melden.

HEWLETT - PACKARD S. A.

FRANKFURT AM MAIN, SOPHIENSTRASSE 8 · TEL.: 77 31 75

Highly Experienced Analytical Chemist and Solid State Physist

For the laboratory of a company manufacturing semiconductor materials in Montreal, Canada. Duties would include analysis of raw and manufactured materials, control of plating, and the development of plating and encapsulating methods. Experience in spectrographic analysis desirable.

Apply in writing, giving details of experience, qualification, and required salary to:

Needco Cooling Semiconductors Ltd.,
5701 Cote St. Paul Rd., Montreal 3, P. Q., Canada

OPENINGS IN U.S.A.

- 1. Head of Mechanisation Staff:** currently employed in automation and mechanisation in electronics field. Salary: \$ 16,000 upwards.
- 2. Mechanical Engineers:** with experience in design of automatic machines and/or jigs and fixtures in electronics components field. Salaries: \$ 8,500 upwards.
- 3. Physicists and Electronic Engineers:** with semiconductor experience. For device development and research. Salaries: \$ 8,500 upwards.
- 4. Physical Chemists and Chemical Engineers:** with semiconductor materials and production experience, for production and process departments. Salaries: \$ 8,500 upwards.
- 5. Circuitry Engineers:** with semiconductor experience. Salaries: \$ 8,500 upwards.
- 6. Chief Selenium Engineer:** with vacuum deposition experience. Salary: \$ 12,000 plus.
- 7. Capacitor Engineers:** with paper and film capacitor experience; ceramics experience an advantage. Salaries: \$ 8/9,000.
- 8. Machine Designer:** in capacitor industry, as **Chief of Equipment Design and Methods Group.** Salary: \$ 10/11,000.
- 9. Mechanical Designer:** with experience in carrier telephony field. Salary: \$ 9,000 upwards.
- 10. Electronic Engineers:** with experience in design of carrier telephone, V. H. F., microwave communication, radio relay or data transmission equipment. Salaries: \$ 8,500 upwards.

*Salaries according to qualifications and experience.
Locations: New England and New Jersey.*

Applications: In confidence. In English, with date of birth, marital status, qualifications and experience, to **G. Hall, M. A., B. Sc., 2 Tudor Street, London, E. C. 4**, who will supply further information about the companies and posts at interviews.

Wir suchen zur selbständigen Bearbeitung der Meß- und Regeltechnik innerhalb unserer Entwicklungsabteilung einen

Ingenieur oder Techniker

der Fachrichtung **Industrielle Elektronik** mit guten Kenntnissen auf dem Gebiet der Niederfrequenzverstärkung.

Der Bewerber muß in der Lage sein, die Entwicklung elektronischer Schaltungen durchzuführen.

Bezahlung nach Übereinkommen, bei der Wohnraumbeschaffung sind wir Ihnen behilflich.

Bewerbungen an die Lonza-Werke, Elektrochemische Fabriken G. m. b. H., Weil/Rhein.

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

9
1960

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

181 182 183 184 185 186 187 188 189 190 191 192 193 194 195 196 197 198 199 200
201 202 203 204 205 206 207 208 209 210 211 212 213 214 215 216 217 218 219 220
221 222 223 224 225 226 227 228 229 230 231 232 233 234 235 236 237 238 239 240
(Gültig bis 31. 12. 1960)

Seite	Firma
Erzeugnis	
Seite	Firma
Erzeugnis	
(Name, Vorname, Beruf)	
(Wohnort, Straße, Hausnummer)	
(Firma)	

Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

AEG

Unabhängige Überstrom-Zeitrelais

Unabhängig ist ein Überstrom-Zeitrelais, wenn die Verzögerung erst nach Erreichen des Ansprechstroms wirksam wird und die Kommandozeit unabhängig von der Höhe des Überstroms bleibt. Über Aufbau und Wirkungsweise ein-, zwei- und dreipoliger Überstrom-Zeitrelais gibt eine Firmendruckschrift Auskunft, in der auch Sonderausführungen und solche mit Kurzauslösung oder mit zwei Zeitwerken berücksichtigt sind. Technische Daten, Maßbilder, Schaltpläne sowie Bestellangaben sind ebenfalls darin enthalten.

ELRU-Information 186

BBC

Helligkeitssteuerung von Leuchtstofflampen

Während die Helligkeitssteuerung von Glühlampen durch Variieren der Lampenspannung erfolgt, wendet man bei Leuchtstofflampen entweder die Amplituden- oder die Brenndauersteuerung an oder kombiniert beide Verfahren. Ein Sonderdruck der BBC-Nachrichten befaßt sich ausführlich mit der elektromagnetischen Helligkeitssteuerung von Leuchtstofflampen.

ELRU-Information 187

Elektro Spezial

Breitband-Wellenmesser „PP 4300 X“

Zum Abstimmen eines Resonanzhohlraumes, der über eine Blende mit einem Hohlleiterstück gekoppelt ist, dient der Philips-Breitband-Wellenmesser „PP 4300 X“. Die Abstimmung geschieht durch einen mit einem Mikrometerantrieb verstellbaren Kolben. Infolge Leistungsabsorption im Resonanzkreis entsteht im Zuge der Hohlleiter-Meßschaltung ein Minimum, das mit Hilfe eines Gleichrichter-Meßkopfes von einem Millivoltmeter angezeigt wird. Der Frequenzbereich ist 8200...12400 MHz, der absolute Meßfehler etwa 0,1%, die Kreisgüte besser als 3000.

ELRU-Information 188

Einweg-Hohlleiter „PP 4421 X“

Um eine Leistungsquelle vor störenden Einflüssen durch die von der Belastung zurücklaufende Welle zu schützen, kann man an Stelle eines Abschwächers vorteilhaft den Philips-Einweg-Hohlleiter „PP 4421 X“ verwenden, dessen Vorwärtsdämpfung < 0,8 dB und dessen Rückwärtsdämpfung > 13 dB ist. Der Einweg-Hohlleiter besteht aus einem an beiden Enden mit Flachflanschen versehenen

Rechteck-Hohlleiterstück, in dessen Innern sich ein Ferroxcube-Kern befindet. Der Frequenzbereich ist 8500...9600 MHz.

ELRU-Information 189

Präzisionsmeßleitung „PP 4385 X“

Die Präzisionsmeßleitung „PP 4385 X“ von Philips dient der Ermittlung der Feldverteilung in Hohlleitern und besteht aus einem Hohlleiter (U-förmig ausgefräster Bronzeblock mit aufgeschraubtem, in Längsrichtung geschlitztem Deckel) und einem verschiebbaren Schlitten mit abstimmbarem Meßsonde. Im Frequenzbereich von 8200...12400 MHz sind Stehwellenverhältnisse zwischen 1,005 und 2 meßbar. Die Gesamtverschiebungsstrecke ist 82 mm.

ELRU-Information 190

English Electric Valve VHF-Leistungstetrode CR192

Die technischen Daten unter Berücksichtigung verschiedener Verwendungszwecke dieser luftgekühlten Fernseh-Leistungstetrode sind in einer besonderen Druckschrift zusammengefaßt. Die CR192 ist bis 220 MHz verwendbar und hat im C-Betrieb 9 kW Ausgangsleistung.

ELRU-Information 191

Elesta

Elektronische Steuerapparate mit Kaltkathodenröhren

Ein sechsseitiger Faltprospekt gibt einen Überblick über die Anwendungen von Kaltkathodenröhren in elektronischen Zählern, Dämmerungsschaltern, Lichtschranken, Kleinlichtsteuerungen, Zeitrelais und Kontakt-schutzrelais sowie in der Ölfeuerungsautomatik.

ELRU-Information 192

Frieske & Hoepfner

Strahlungsmeßgerät „FH 57“

Das Strahlungsmeßgerät „FH 57“ (Ratemeter) ist ein Impulsfrequenzmesser und dient in Verbindung mit einem entsprechenden Geiger-Müller-Zählrohr, Proportionalzähler oder Szintillationszähler zur Messung radioaktiver Strahlung. Ein Drehspulinstrument zeigt den zeitlichen Mittelwert einer Impulsfolge (die Impulsrate) in Imp/min an. Das Gerät hat fünf Meßbereiche von 0...300 bis 0...30000 Imp/min.

ELRU-Information 193

General Transistor Corp.

Transistoren für höhere Spannungen

Diese Firma (Deutsche Vertretung: Neumüller u. Co.) gibt in einer Druckschrift die technischen

9
1960



Enthält in den Septemberheften folgende Beiträge:

1. Septemberheft 1960 (17)

- Neue Fernsehempfänger mit 59-cm-Bildröhre
- Paul Nipkow zum 100. Geburtstag
- Über den Einfluß von Fehlanpassungen auf die Bildqualität von Fernsehbildern in Einzel- und Gemeinschafts-Antennenanlagen
- AW 59-90 • Rechteckige Fernseh-Bildröhre
- Stereo-Magnetongerät „MZ 158“ mit Vielfach-Überspieltechnik
- Prüfgeräte für die Rocktasche • Multivibrator und Tonfrequenzgenerator im Tastkopf-Format
- Transistorisierter KW-Zweikreis für Lautsprecherempfang
- Die Anwendung elektronischer Meßtechnik in der Kfz-Branche
- Selbstbau eines Studio-Magnetongerätes
- Transistorverstärker für Tonbandgeräte

2. Septemberheft 1960 (18)

- Fernsehtwicklung mit neuen Chancen
- Neues über die Nachhalltechnik bei der Truhe »New York 1960/61«
- Programmierung und Anwendung programmgesteuerter digitaler Rechenanlagen
- Der zweite Bildungsweg
- UHF-Wobbler mit passivem Markengeber
- Dual »1006 M« — ein Hi-Fi-Stereo-Plattenwechsler
- Ein 50-Watt-UKW-Sender für 144 MHz
- Die Anwendung elektronischer Meßtechnik in der Kfz-Branche
- Selbstbau eines Studio-Magnetongerätes
- Fernseh-Rundfunknetz für das zweite Programm

*

- FT-Kurznachrichten • Persönliches • Von Sendern und Frequenzen
- Aus dem Ausland • Stereo-Nachrichten • Aus unserem technischen Skizzenbuch
- FT-Werkstattwinke • FT-Zeitschriftendienst
- Beilage: Halbleiter-Dioden • Wirkungsweise und Schaltungstechnik

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH • Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

Daten der sogenannten High voltage npn and pnp Germanium alloy junction transistors 2N 1310, 2N1311, 2N1312 und 2N1408 bekannt. Der Mindestwert für die Kollektorbasisspannung liegt beispielsweise bei den einzelnen Typen zwischen 50 und 90 V. Außerdem werden einige Anwendungsbeispiele gebracht.

ELRU-Information 194

Philips

Elektroakustik, Heft 31/1960

Beispiele der elektroakustischen Ausrüstung von Vortragssälen und Sportanlagen findet der Leser auf den ersten Seiten dieses Heftes. Ein weiterer Beitrag befaßt sich mit der Stereophonie bei Freiluft-Übertragungsanlagen. Der im Heft 29 begonnene Aufsatz „Moderne Beschallungstechnik“ wird weiter fortgesetzt.

ELRU-Information 195

Quentin & Cie.

Mikroamperemeter „PE 323“

Zur Messung sehr schwacher Gleichströme oder hoher Isolationswiderstände mit Hilfe veränderbarer Gleichspannungen bis zu mehreren kV sowie für Isolationsprüfungen ist das elektronische Mikroamperemeter „PE 323“ geeignet. Es ist auf sieben Meßbereiche von $0...10^{-3}$ μ A bis $0...10$ mA umschaltbar und auf 2,5% vom Skalenendwert genau.

ELRU-Information 196

Sennheiser electronic

Miniatur-Übertrager „TM 005“

Zur Verwendung in gedruckten Schaltungen wurde dieser Miniatur-Übertrager (ebenfalls in gedruckter Schaltung ausgeführt) entwickelt, der mit einem wirkungsvollen Mumetallschirm umgeben ist. Er ist mit maximal 6 Anschlußstiften und für Standard-Übersetzungsverhältnisse 1:15 und 1:30 lieferbar. Der Frequenzgang ist zwischen 0,4 und 10 kHz linear.

ELRU-Information 197

Siemens

Germanium-Richtleiter

Die Germanium-Richtleiter für Rundfunk- und Fernsehgeräte sowie für hohe Frequenzen sind mit Abmessungen und technischen Daten in der Druckschrift SH 7775 a zusammengefaßt.

ELRU-Information 198

Souriau electric

Steckverbindungen

Für Fernmeldeanlagen, Maschinensteuerungen, Radargeräte, Kraftfahrzeuge und zur Verwendung im Schiffbau liefert Souriau ein reichhaltiges Sortiment an elektrischen Steckverbindungen, von dem eine Auswahl in einem vierseitigen Prospekt beschrieben und abgebildet ist.

ELRU-Information 199

Standard Elektrik Lorenz

Technische Mitteilungen, T 0922-1

Über die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten der neuen Doppelpentode ELL 80 für NF-Endstufen unterrichtet die vorliegende Druckschrift. Nach einer kurzen Einleitung über den bisherigen Stand der Technik folgen eine Beschreibung der Röhre und eine Reihe von Anwendungsbeispielen mit Schaltbildern und Diagrammen.

ELRU-Information 200

Telefunken

Röhrenmitteilungen für die Industrie, 600150

Die Röhre PC 86 ist eine Gitterbasis-Triode für den Frequenzbereich der Fernhändler IV und V (470...800 MHz). Über ihre Verwendung in HF-Eingangsstufen wird in dieser Ausgabe der Röhrenmitteilungen ausführlich berichtet.

ELRU-Information 201

Röhrenmitteilungen für die Industrie, 600154

Das neue Halbleiter-Bezeichnungssystem sowie das Programm der wichtigsten Halbleitertypen und vorläufige Daten des HF-Transistors AF 101 (beispielsweise als 2-MHz-Mischstufe verwendbar) sind der Inhalt dieser Röhrenmitteilung.

ELRU-Information 202

Valvo

Temperaturabhängige Widerstände

Hier wurde eine Druckschrift herausgegeben, die nach grundsätzlichen Ausführungen über temperaturabhängige Widerstände eine Typenübersicht sowie Kennlinien und Anwendungsbeispiele bringt.

ELRU-Information 203

Valvo-Berichte, Bd. VI, Heft 1

Der Beitrag „Zur Belastbarkeit von Transistoren bei intermittierendem Betrieb“ enthält theoretische Untersuchungen und zusammenfassende Darstellungen zur Belastbarkeit von Transistoren unter verschiedenen Schaltungsbedingungen. Die abgeleiteten Regeln zur Vermeidung von thermischen Überlastungen können als Grundlage für experimentelle Untersuchungen angesehen werden. Außerdem sind einige gefährliche Zustände im Durchbruchgebiet behandelt. Schutzgebühr 3,— DM.

ELRU-Information 204

Transco

Ferrite

Diese Firma stellt hart- und weichmagnetische Werkstoffe in verschiedenen Formen und Größen sowie Permanentmagnete für Lautsprecher und Mikrofone her. Außerdem sind nichtlineare und spannungsabhängige Widerstände lieferbar.

ELRU-Information 205

H. RINN

Meßmethoden der Kernphysik I

zum Nachweis von Kernstrahlen werden heute fast ausschließlich Ionisationskammern, Zählrohre und Szintillationszähler benutzt. Der vorliegende Beitrag befaßt sich im wesentlichen mit dem Aufbau und der Wirkungsweise von Ionisationskammern und Zählrohren. Während Ionisationskammern gute Detektoren bei hohen Strahlungsintensitäten sind, ist es bei Zählrohren umgekehrt, das heißt, sie werden hauptsächlich zur Einzelimpulszählung verwendet. Je nach meßtechnischen Gegebenheiten kann dabei das Zählrohr im Auslöse- oder im Proportionalbereich betrieben werden. Durch Belegung der Ionisationskammerwände mit Bor oder der Füllung eines Zählrohres mit Bortrifluorid sind beide Detektorarten zur Messung von Neutronen geeignet.

K. KLEY

Testschaltungen zur Beurteilung von Rechenverstärkern

Die Genauigkeit der Lösung, die ein Analogrechner liefert, hängt stark von den Fehlern seiner Rechenverstärker ab. Zur Messung dieser Fehler, die zum Beispiel infolge Alterung die zulässigen Werte überschreiten können, müssen im allgemeinen nicht die notwendigen Instrumente zur Verfügung. In diesem Aufsatz werden daher einige Testschaltungen beschrieben, die es gestatten, ohne Verwendung zusätzlicher Hilfsmittel die statische und dynamische Genauigkeit sowie die Nullpunktfehler von Rechenverstärkern zu überprüfen.

K.-D. MOSER

Erzeugung von Hochspannungsimpulsen

Verwendet man als Energieträger eine Laufzeitkette, deren Kapazität entsprechend aufgeladen ist, dann erhält man einen Laufzeitketten-Impuls-Generator. Er gestattet, als Hochspannungsschalter eine Gasentladungsröhre (Thyratron) zu verwenden, deren Schaltleistung wesentlich größer ist als die einer Hochvakuumröhre ist und die wegen ihres hohen Stromleitvermögens einen niederohmigen Entladekreis verlangt. Deshalb wird ein Impulstransformator benötigt, um den Eingangswiderstand des Magnetrons an den Wellenwiderstand der Laufzeitkette anzupassen. Der Laufzeitketten-Impuls-Generator arbeitet mit einer Versorgungshochspannung, die kleiner als die Impulsspannung am Magnetron ist. Eine solche Schaltung ist jedoch komplizierter und empfindlicher als die direkte Kondensatorschaltung.

K. VOLLMER u. W. RANK

Ein neues Verfahren zur Konstanthaltung des Bandzuges bei Magnetbandgeräten

Zunächst wird die Notwendigkeit des konstanten Bandzuges bei hochwertigen Magnettonbandgeräten diskutiert. Nach einem kurzen Überblick über schon bekannte Methoden zur Konstanthaltung des Bandzuges folgt eine Beschreibung des von den Verfassern entwickelten neuen Regelverfahrens mit Hilfe einer durch den Bandzug beeinflussten Lichtstrecke. Anschließend werden weitere Anwendungsmöglichkeiten dieses Prinzips erörtert: Schlupfkompensation, Regelung der Bandgeschwindigkeit bei Gleichstrombetriebenen Geräten und Bandzugregelung bei hohen Umspulgeschwindigkeiten.

K. GRIEDER

Transistorisierter Analog-Digital-Konverter für hohe Tastfrequenzen

Der Aufsatz beschreibt einen Analog-Digital-Konverter für eine maximale Tastfrequenz von 40 kHz. Zur Umwandlung der Meßgröße in einen digitalen Wert wird die Länge eines Impulses proportional zu der zu messenden Spannung moduliert. Die Modulation erfolgt durch Vergleich einer Sägezahnspannung mit der Meßgröße in einem Komparator. Die Länge des Impulses wird in bekannter Weise mit einem Generator ausgezählt, der zum Beispiel eine Frequenz von 8 MHz hat. Es werden Signale zwischen +2 V und +12 V mit einem Fehler von $\pm 1\%$ gemessen, wobei die maximale Meßzeit des Sägezahnes 20 μ s ist.

K. APEL

Eine gasgefüllte Dekadenzählröhre für Zählfrequenzen bis 1 MHz

Die Arbeit behandelt die Probleme, die bei schnellem Zählen mit gasgefüllten Kaltkathoden-Zählrohren auftreten. Es wird zuerst die Wirkungsweise der Zählröhre mit schräggestellten Kathoden in niedrigen Frequenzbereichen erläutert und dann die bei hohen Frequenzen an Zählröhre und Schaltung zu stellenden Bedingungen diskutiert. Abschließend wird die für Zählfrequenzen bis 1 MHz geeignete Röhre EZ 10 B vorgestellt und ein dimensioniertes Schaltbeispiel dazu angegeben.

H. SCHMIDT u. H. SCHMIDT

Über eine Darstellung von Zählrohrecharakteristiken auf dem Oszillografenschirm

Es wird eine Schaltung beschrieben, die es erlaubt, die Charakteristik eines Zählrohres am Oszillografen zu beobachten. Die Betriebsspannung des Zählrohres wird dazu sägezahnförmig gewobbeln, wobei der Sägezahn gleichzeitig eine Oszillografenröhre horizontal ablenkt. Die integrierte Impulsrate lenkt die Oszillografenröhre vertikal aus. Der Zusammenhang zwischen der Hochspannungsänderung, der Integrationszeitkonstante und der angebotenen Impulsrate wird diskutiert. Bei Verwendung der angegebenen Schaltung sind die günstigsten Zählrohreigenschaften schnell aufzufinden, wenn man einen Zählrohrtyp mit verschiedenen Gasfüllungen zu untersuchen hat.

FTG-Jahrestagung 1960

Vom 12. bis 16. September 1960 fand in Stuttgart die 8. Jahrestagung der Fernseh-technischen Gesellschaft e. V. (FTG) statt. In 45 Fachvorträgen wurden aktuelle Probleme der Fernseh-technik behandelt. Die Autorenreferate unterrichten über den Inhalt einer Anzahl von Vorträgen aus den Fachgruppen Übertragungstechnik sowie Fernsehempfangstechnik und Bildwiedergabe.

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 14 (1960) No. 10

F. H. RINN: Radiation Detectors and their Physical Fundamentals
p. 397—400

To detect nuclear radiation, the equipment almost universally employed consists of ionization chambers, counter tubes and scintillation counters. The paper deals essentially with the design and mode of operation of ionization chambers and counter tubes. While the ionization chambers are good detectors for high radiation densities, counter tubes are conversely used for single-pulse counting. Depending on conditions of operation, the counter tube may be operated in the trigger or proportional ranges. Both detector types are suitable for neutron measurements if the ionization-chamber walls are coated with boron or a counter tube is filled with boron trifluoride.

K. GRIEDER: Transistorized Analog Digital Converter for High Keying Frequencies
p. 401—402

Described is an analog-digital converter for a keying frequency of max. 40 kc/s. To convert the measurand into a digital value, the duration of a pulse is modulated proportional to the measurand voltage. Modulation is accomplished by comparing a sawtooth voltage with the measurand in a comparator circuit. The duration of the pulse is counted in the well-known manner with a generator having the frequency of, say, 8 Mc/s. Signals between +2 V and +12 V are measured with an accuracy of $\pm 1\%$, the maximum measuring time of the sawtooth being 20 μ s.

A. KLEY: Test Circuits for Evaluation of Computer Amplifiers
p. 403—404

The problem-solution accuracy of an analog computer greatly depends on the errors of its amplifiers. These errors may be introduced by aging etc., but the user has generally no means of measuring such deterioration. This paper describes a number of test circuits permitting to check, without further accessories, the static and dynamic accuracies and the zero deviation of computer amplifiers.

K. APEL: Gas Filled Decade Counter Tube for Frequencies up to 1 Mc/s
p. 405—408

The paper deals with problems encountered with high-speed counting using gas-filled cold-cathode counter tubes. First the mode of operation is explained of the counter tube with oblique cathodes in low-frequency ranges, then the conditions are discussed which are involved in the counter tube and in the circuit at high frequencies. Finally the counter tube for frequencies up to 1 Mc/s Type EZ 10 B is presented and an example of a circuit including all dimensions is given.

K.-D. MOSER: Generation of High Voltage Pulses
p. 409—412

A delay network with suitably charged capacitors may be used as the energy source for a delay-network pulse generator. This generator permits utilization of a thyatron as a high-voltage switch; the power switched by the latter is substantially higher than that by a high-vacuum tube, and owing to its high current-carrying capacity it calls for a low-resistance discharge circuit. Hence, a pulse transformer is employed matching the magnetron input resistance to the characteristic impedance of the delay network. The generator operates with a supply voltage less than the pulse voltage across the magnetron. However, this circuit is more complex and sensitive than the direct capacitor circuit.

H. SCHMIDT and H. SCHMIDT: Oscilloscopic Display of Counter Tube Characteristics
p. 413

Described is a circuit permitting observation of the characteristic of a counter tube on the cathode-ray oscilloscope (CRO) screen. The operating voltage of the counter tube is saw-tooth wobbled, the saw-tooth at the same time deflecting the beam in the CRO tube. The integrated pulses provide vertical deflection for the CRO. Discussed is the relation between the high-voltage variation, the integration time constant and the pulse rate. The circuit indicated helps to quickly determine the most favorable counter-tube properties when investigating the effects of various gas fillings for the counter-tube type under test.

E. VOLLMER and W. RANK: New Tape Tension Stabilizing Method for Recorders
p. 414—421

After discussing the requirement of constant tape tension in high-quality recorders and the methods so far employed to stabilize tension, the author describes a new method he has developed to control the tape tension by light where the light output is influenced by the tension. Further applications of this principle are: Slip compensation, regulation of the tape speed in DC-operated sets and tape-tension control in high-speed rewinding.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 14 (1960) No 10

F. H. RINN: Les détecteurs de rayonnement et leurs bases physiques
p. 397—400

On utilise actuellement, pour la mise en évidence de rayonnements nucléaires, presque exclusivement des chambres d'ionisation, des tubes compteurs et des compteurs à scintillation. Ce sont essentiellement les deux premiers types qui sont traités dans cet article.

K. GRIEDER: Convertisseur analogue-digital à transistors pour fréquences élevées de récurrence
p. 401—402

Le convertisseur analogue-digital décrit est utilisable jusqu'à des fréquences de récurrence de 40 kHz. La grandeur mesurée est transformée en valeur digitale par une modulation rendant la durée d'une impulsion proportionnelle à la tension à mesurer. Cette modulation est effectuée, dans un comparateur, par comparaison d'une dent de scie avec la tension de mesure. D'après un principe connu, la durée de l'impulsion est comptée à l'aide d'un générateur travaillant à 8 MHz dans le cas de l'exemple. Des signaux entre +2 et +12 V sont mesurés avec une erreur de $\pm 1\%$, la durée maximale de mesure de la dent de scie étant de 20 μ s.

A. KLEY: Dispositifs de contrôle pour amplificateurs de calculatrices
p. 403—404

L'exactitude d'un résultat fourni par un calculateur analogue dépend fortement des erreurs des amplificateurs fonctionnels. En cas de vieillissement, ces erreurs sont susceptibles de dépasser les limites admises. Pour leur appréciation, l'utilisateur ne dispose pas, en général, d'appareils convenables. L'auteur décrit quelques montages d'essai permettant de contrôler, sans appareils auxiliaires, les exactitudes statique et dynamique ainsi que l'erreur de zéro.

K. APEL: Comptage à décades jusqu'à 1 MHz avec tube à gaz
p. 405—408

L'article traite des problèmes du comptage rapide par tubes à gaz à cathode froide. En premier lieu, on expose le fonctionnement des tubes à cathodes inclinées aux fréquences basses, puis les conditions auxquelles doivent répondre tube et montage aux fréquences élevées. Finalement, la description du tube EZ 10 B, utilisable jusqu'à des fréquences de comptage de 1 MHz, est accompagnée d'un schéma d'utilisation avec valeurs des éléments.

K.-D. MOSER: Production d'impulsions de haute tension
p. 409—412

En utilisant, comme réservoir d'énergie, une ligne à retard dont la capacité se trouve convenablement chargée, on obtient un générateur d'impulsions à ligne de retard. On peut alors utiliser, comme commutateur de haute tension, un tube à gaz (thyatron) dont la puissance de coupure est sensiblement plus grande que celle d'un tube à vide et dont la faible résistance de conduction demande une basse impédance de charge. On fait alors appel à un transformateur d'impulsions adaptant la résistance d'entrée du magnétron à l'impédance caractéristique de la ligne de retard. Dans le cas d'un tel générateur à ligne, la tension d'alimentation est plus basse que la tension d'impulsion au magnétron. Toutefois, ce montage est plus compliqué, et d'un fonctionnement moins sûr, que celui à décharge directe d'un condensateur.

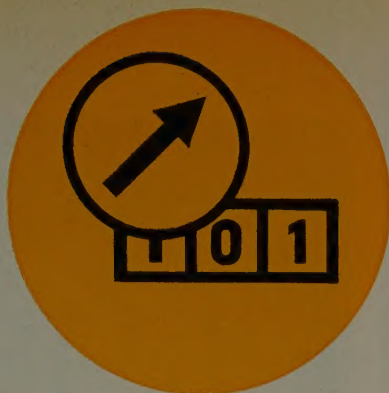
H. SCHMIDT et H. SCHMIDT: Représentation sur écran d'oscilloscope de caractéristiques de tubes compteurs
p. 413

Le montage décrit permet de représenter la caractéristique d'un tube compteur sur l'écran d'un oscilloscope. Pour cela, on superpose une tension en dents de scie à la tension d'alimentation du tube tout en l'utilisant pour le balayage de l'oscilloscope dont la déviation verticale est produite par une tension obtenue par l'intégration des impulsions. L'auteur discute les relations existantes entre la variation de la tension d'alimentation, la constante de temps d'intégration et le taux des impulsions. Avec ce montage, il est facile de déterminer rapidement les propriétés les plus avantageuses, quand il s'agit d'expérimenter un type de tube compteur avec divers gaz de remplissage.

E. VOLLMER et W. RANK: Nouveau procédé pour maintenir constante la tension de la bande dans les enregistreurs magnétiques
p. 414—421

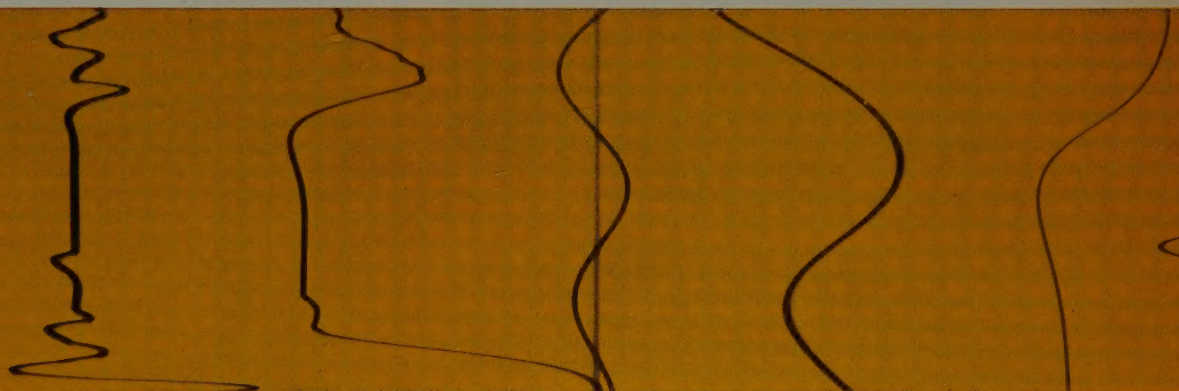
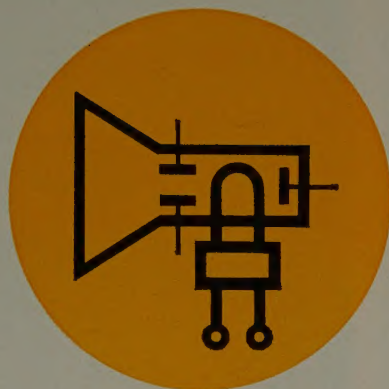
Après avoir montré l'importance des variations de la tension de bande pour un enregistrement de qualité, les auteurs exposent les méthodes connues pour la compensation de ces variations. Le procédé qu'ils ont mis au point utilise un relais photo-électrique commandé par la tension de la bande. D'autres applications possibles sont décrites; la compensation du glissement, la régulation de la vitesse de défilement dans le cas des appareils alimentés en courant continu, et la régulation de la tension de bande dans le cas de vitesses élevées de rebobinage.

Messen




SIEMENS
MESSTECHNIK

Registrieren



M 36

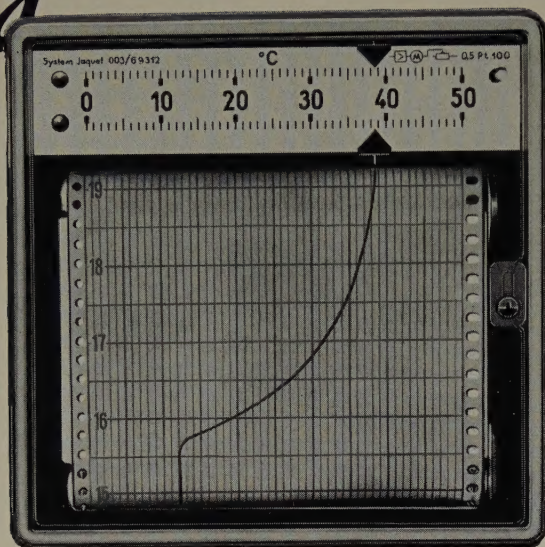
Untersuchen



sind die Voraussetzungen erfolgreicher Forschungs- und Entwicklungstätigkeit in Wissenschaft und Technik. Für die Lösung dieser Aufgaben zeigen wir auf der INTERKAMA in Halle E unter anderem:

- Anzeiger und Schreiber nach dem Ausschlags- und Kompensationsverfahren für alle elektrischen und elektrisch darstellbaren Meßgrößen.
- Lichtstrahloszillographen OSCILLOPORT für 5 Schleifen- oder 10 Spulenschwinger, OSCILLOMAT für 12 Schleifenschwinger oder 24 Spulenschwinger.
- Elektronenstrahl-Oszillographen OSCILLARZET und OSCILLAR I sowie den Elektronenstrahl-OSCILLOMAT mit 7 eingebauten Oszillographenröhren.
- Meßeinrichtungen für Feinstrukturuntersuchungen und Fluoreszenzanalysen mit Röntgenstrahlen.
- Strahlungsmeßgeräte und Detektoren für Korpuskular- und Wellenstrahlung.

Schreiben und signalisieren



mit dem neuen

KOMPENSATIONS- LINIENSCHREIBER

144 x 144 mm – System Jaquet
Potentiometerverfahren
Eingebaute Signalkontakte
Volltransistorisiert

Genauigkeit $\pm 0,5\%$
Unempfindlich gegen Temperatur-
und Netzspannungsschwankungen
Großer Tintenvorrat

Kein Normalelement
Keine Hilfsbatterie
Keine Röhren
Keine Elektrolytkondensatoren

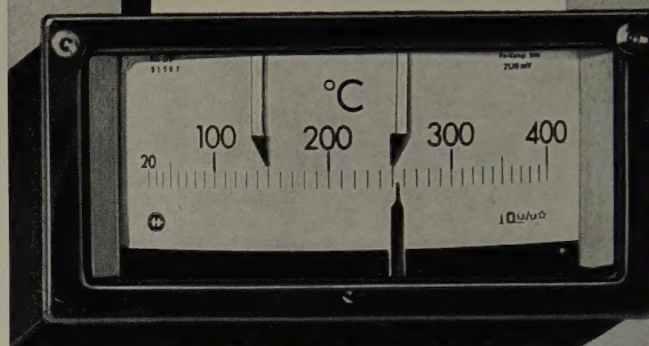
Verlangen Sie unsere Druckschrift KSQ

W·H·JOENS + CO
DÜSSELDORF 1

INTERKAMA · Halle B · Stand 2021

Metrawatt- REGLER

VOLLTRANSISTORISIERT



Die Neukonstruktion unseres verzögerungsfreien, elektronischen Zweipunktreglers mit induktiver Zeigerabtastung ist den Erfordernissen des Betriebes angepaßt:

► Kleine Abmessungen

Normgehäuse 192 x 96 mm

► Wartungsfrei

Verwendung von Transistoren,
keine der Abnutzung unterworfenen Bauteile

► Betriebssicher

Temperaturunempfindliche
Transistorschaltung

Übersichtliche Anordnung der Bauteile

► Gedruckte Schaltung für zwei
oder drei Schaltstufen

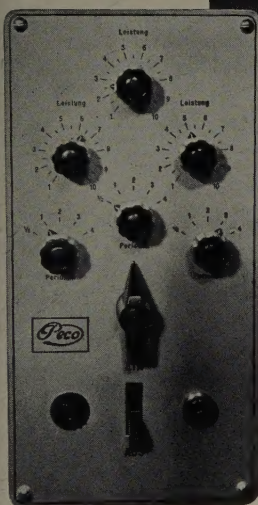
Verlangen Sie unsere ausführlichen Druckschriften.



METRAWATT A · G
N Ü R N B E R G

Peco

Micro-Schweißtechnik



Feinpunktschweißmaschinen

(vollelektronisch gesteuert)

Einperiodengeräte

Mehrperiodengeräte-Einkreiser

Mehrperiodengeräte-Dreikreiser

Traggeräte mit Handzange



Impuls-Schweißmaschinen

(mittels Kondensator-Entladung

nach System Dr. Frügel)

Stationäre Maschinen

Traggeräte mit Handzange



Feinpunktschweißmaschinen

für Schweiß- und Löt Aufgaben

(unter Schutzgas)

für Schweiß- und Glüh Aufgaben

(HF-Weichglühen)



Micro-Nachtschweißmaschinen

(vollelektronisch gesteuert)



Magnetisier-Geräte

Prinzip: Einstabmagnetisierung

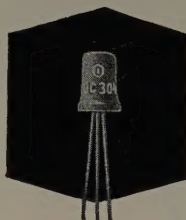


Steuergerät 1 M 3
(Mehrperiodengerät-
Dreikreiser)
Regelung der Schweiß-
zeiten
(1/2, 1, 2, 3, 4 Perioden)
und Leistung stufenlos
durch Phasenanschnitt
für jeden Stromkreis

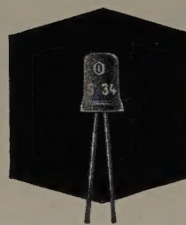


INTERMETALL

Silizium- und Germanium- Halbleiter-Bauelemente



für höchste Anforderungen in der
modernen Elektronik



einige bewährte

Anwendungsgebiete:



Koffer- und Auto-Empfänger, NF-Verstärker,
Hörgeräte, Kommerzielle Elektronik,

Gleichspannungswandler, Steuer-
und Regelgeräte, Stabilisierungs-
und Grenzerschaltungen.

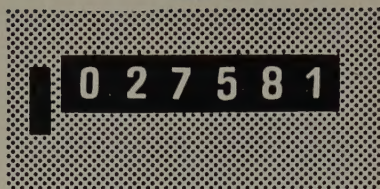
INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Freiburg / Breisgau

Hans-Bunte-Straße 19

Hengstler zählt!

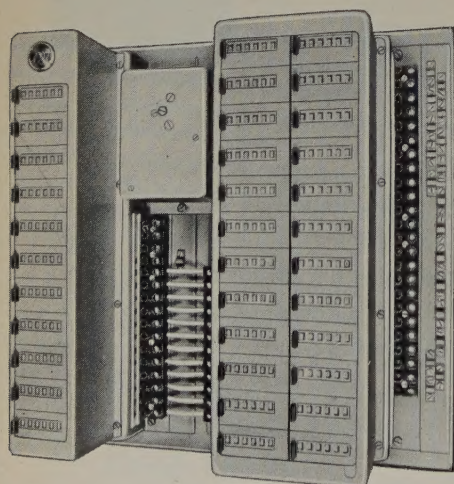


elektrisch zählen ist vorteilhafter!

Impulszähler sind nicht ortsgebunden und benötigen keine komplizierten Übertragungselemente. Ein Kontaktgeber an der Zählstelle und die Verbindung zum Zähler, das ist alles.

Impulszähler F 043

sind so vielseitig, daß sie fast überall eingesetzt werden können. Lesen Sie unseren Prospekt „elektrisch zählen“. Sie werden staunen, was diese Zähler leisten.



Impulszähler F 043 eingebaut in einem Gerät der JLO-Werke Pinneberg zur statistischen Erfassung von Fahrstrecken, Zeitdauer und Häufigkeit verschiedener Betriebs- und Belastungszustände eines schweren Fahrzeugs.



J. HENGSTLER KG ZÄHLERFABRIK ABT. R2
ALDINGEN KREIS TUTTLINGEN

Wir stellen aus auf der INTERKAMA in Halle C 1, Stand 3020

AUS DEM INHALT

OKTOBERHEFT 1960

Band 14 (1960) Heft 10, Seiten 391—458

F. H. Rinn: Meßmethoden der Kernphysik I.....	397
K. Grieder: Transistorisierter Analog-Digital-Konverter für hohe Tastfrequenzen	401
A. Kley: Testschaltungen zur Beurteilung von Rechenverstärkern	403
K. Apel: Eine gasgefüllte Dekadenzählröhre für Zählfrequenzen bis 1 MHz	405
K.-D. Moser: Erzeugung von Hochspannungsimpulsen ...	409
Persönliches	412
H. Schmidt u. H. Schmidt: Über eine Darstellung von Zählrohrcharakteristiken auf dem Oszillografenschirm ..	413
E. Vollmer u. W. Rank: Ein neues Verfahren zur Konstanthaltung des Bandzuges bei Magnetbandgeräten	414
FTG-Jahrestagung 1960	421
Internationale Tagung »Mikrowellenröhren«	430
Referate	
Der parametrische Diodenverstärker	437
Die Messungen der Eigenkapazität von Induktionsspulen	438
Haarfeine Dehnungsmeßstreifen	438
INTERKAMA-Vorberichte	439
Angewandte Elektronik	444
Aus Industrie und Wirtschaft	448
Neue Bücher	452

Beilagen

Inhaltskartei • ELRU-Informationen

Zu unserem Titelbild: Die beiden Konverterkarten eines transistorisierten Analog-Digital-Konverters für hohe Tastfrequenzen; die erste Karte links ist der Sägezahn-generator, die erste Karte rechts die Komparatorenkarte (s. S. 401—402) Aufnahme: IBM

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU
nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegramme: Fokiverlag Berlin. Fernschreiber: 0184352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Siemensstadt; Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postscheckkonto: ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, PSchA Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU erscheint monatlich. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Preis bei Postbezug im Inland monatlich 3,— DM zuzüglich 8 Pf Postgebühr, Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto
Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

